

M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem Elektronikus Eszközök Tanszék

Kapcsolt kapacitású szűrő tervezése orvosbiológiai alkalmazásokhoz

TDK Dolgozat

Szalai Albin

IV. éves Villamosmérnök hallgató

Konzulens: Horváth Gyula, Elektronikus Eszközök Tanszék

BME VIK

2007

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	3
2. Elméleti alapok	4
2.1. Szűrők	4
2.1.1. Matematikai jellemzés	4
2.1.2. Szűrő specifikálása	7
2.1.3. Butterworth approximáció	7
2.1.4. Csebisev approximáció	8
2.1.5. Cauer approximáció	9
2.1.6. Egyéb közelítések	10
2.1.7. Frekvenciatranszformációk	11
2.1.8. Szoftveres eszközök	11
2.2. Kapcsolt kapacitású szűrők	12
2.2.1. A kapcsolt kapacitású technika elméleti alapjai	12
2.2.2. Hálózatelméleti tárgyalás	13
2.2.3. A z -transzformáció fontosabb következményei	15
2.2.4. A z - és s -tartomány különbségei a tervezés szempontjából	17
2.2.5. Közelítőleg folytonos működés	18
2.2.6. A specifikáció áttaszformálása a mintavételezett tartományba	19
3. Tervezés	22
3.1. Szűrők realizálása	22
3.1.1. Létrahálózatos LC topológia	23
3.1.2. Tow-Thomas biquad topológia	23
3.2. Kapcsolt kapacitású szűrők realizációja	25
3.2.1. Létrahálózatos LC megfeleltetés	25
3.2.2. Tow-Thomas biquad megfeleltetés	31
4. Szimuláció	34
4.1. Makromodellek, diszkrét idejű szimulátorok	34
4.2. AC válasz meghatározása tranziens analízisből	35
4.3. Periodikus kisjelű analízis	36
4.3.1. PSS analízis	36
4.3.2. PAC analízis	37

5. Összefoglalás	40
A. Melléklet	45
A.1. A nyolcad rendű Cauer szűrő kapcsolásai	45
A.1.1. Biquad	45
A.1.2. Létrahálózatos	46
A.2. A tizenketted rendű Csebisev szűrő kapcsolásai	47
A.2.1. Biquad	47
A.2.2. Létrahálózatos	48
A.3. Az ELDO-t és EZWave-et vezérlő scriptek	49
A.4. Mintavevő-tartó Verilog-A megvalósítása	50
A.5. Netlist kiegészítések a periodikus kisjelű analízishez	51

1. Bevezetés

A mai elektronikus alkalmazások egy kiemelten fontos területe az orvosbiológia. Ez értendő az orvosi műszerekre és az emberi testbe ültetett implantátumokra egyaránt. Az Elektronikus Eszközök Tanszékén jelenleg egy olyan bőr alá ültethető implantátumot fejlesztünk, ami a szívről jövő jelalakot méri és kiküldi egy külső egység számára. A TDK dolgozatomban ennek a projektnek egy kritikus részét, az értékes frekvenciatartomány zavaró jelektől való megszűrését valósítottam meg. A projektben együttműködő Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék kutatói mérések alapján arra a következtetésre jutottak, hogy a kiértékeléshez szükséges frekvenciatartomány $0Hz$ és $40Hz$ között van. Ez nagy kihívást jelent, ugyanis a kórházi környezetben, ahol az eredmények kiértékelése is történik, a jelenlevő műszerek és elektromos berendezések miatt a hálózatból származó $50Hz$ -es zavar elnyomja az érzékelő hasznos jelét.

A teljes implantátum tartalmazni fog egy kis teljesítményű DSP-t, ami a hasznos jel feldolgozását fogja végezni. A szűrést elvileg ezzel a DSP-vel is elvégezhetnénk, de ez megnövelné a DSP méretét, fogyasztását és árát is. A feladat egy kis méretű, alacsony fogyasztású analóg szűrő tervezése, amely $40Hz$ -ig átenged, felette pedig legalább $50dB$ -t csillapít.

A legnagyobb problémát az jelenti, hogy az alacsony vágási frekvencia miatt a hagyományos tervezési eljárásokkal olyan nagyértékű kapacitások és ellenállások adódnak, amiket monolit technikában csak speciális rétegekkel (amikkel nehéz tervezni és drágák[15]) vagy egyáltalán nem lehet megvalósítani. A megoldást a kapcsolt kapacitás jelenti. Ennek a technikának a segítségével kapacitással és MOS tranzisztorokkal tudunk nagyértékű ellenállásokat megvalósítani. A meglévő hagyományos szűrőkapcsolásokat felhasználva úgy alakíthatunk ki kapcsolt kapacitású áramköröket, hogy az eredeti kapcsolás kapacitásait a megvalósítható tartományba csökkentjük, és az így adódó nagyértékű ellenállásokat kapcsolt kapacitással valósítjuk meg. Természetesen így a hálózat már nem folytonos, ennek az áttérésnek következményei vannak, amiket a hálózat tervezésekor számításba kell venni.

Először rendszerezem azokat a szűrőkkel kapcsolatos ismeretanyagokat, amik a konkrét hálózat megvalósításához szükségesek. A kapcsolt kapacitású szűrők elméletét a tervezési problémák oldaláról próbálom megközelíteni, és végül a szimulációs lehetőségeket, problémákat is tárgyalom.

2. Elméleti alapok

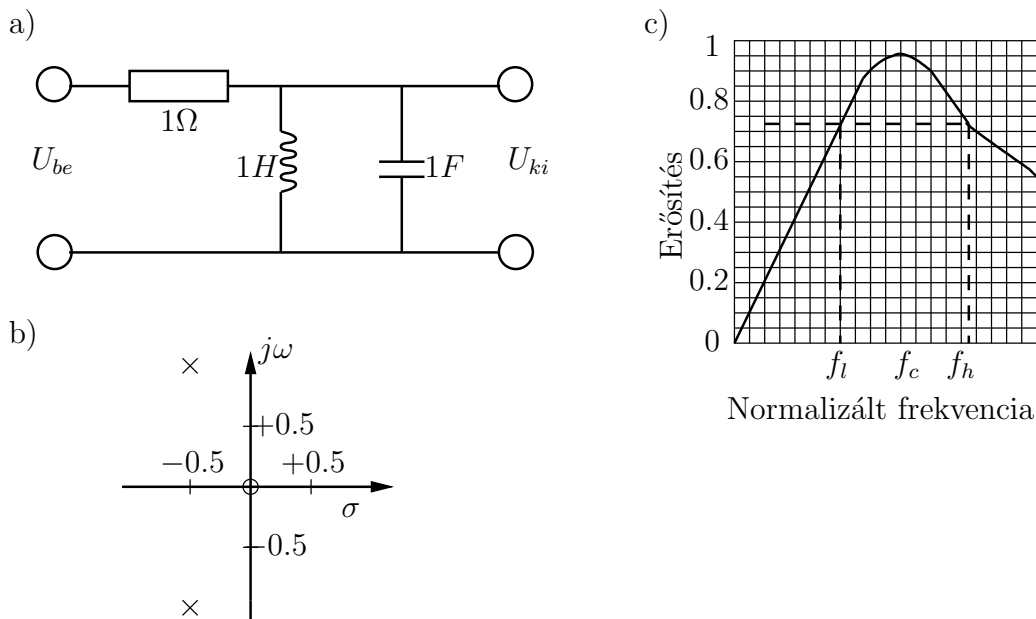
2.1. Szűrők

2.1.1. Matematikai jellemzés

Egy folytonos tartománybeli analóg szűrőtől azt várjuk el, hogy bizonyos frekvenciákat engedjen át, másokat nyomjon el. Egy frekvenciaszelektív hálózat, amelynek a specifikáció során megadjuk az átviteli függvényét. Az s -tartománybeli átviteli függvény egyértelműen jellemzi az analóg szűrőt. Általános esetben a gyakorlathoz illeszkedő pólus-zérus felírásban a következőképpen néz ki:

$$H(s) = H_0 \frac{(s - z_0)(s - z_1)\dots(s - z_n)}{(s - p_0)(s - p_1)\dots(s - p_n)} \quad (1)$$

ahol H_0 a szűrő 0 frekvenciás (DC) erősítése, $z_0\dots z_n$ a zérusok, $p_0\dots p_n$ a pólusok, a függő s változó pedig a komplex frekvencia. Ennek alapján a szűrő leírásához elegendő az (1) tört kifejezés állandóit megadni, az átviteli függvény felírása nélkül.



1. ábra. Egy sávszűrő a) kapcsolása b) pólus-zérus elrendezése c) amplitúdódiagramja

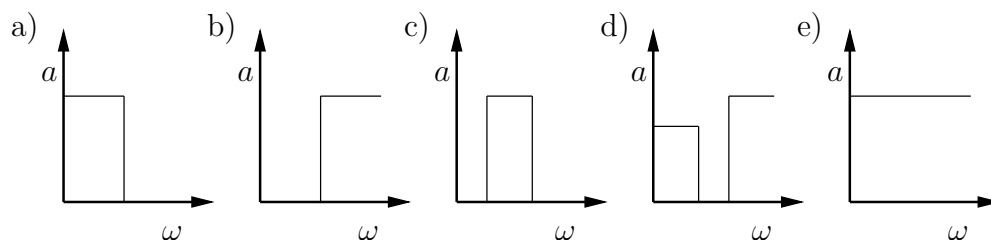
Az átviteli függvényből számos jellemzőt lehet származtatni, amelyek fontosak a tervezés szempontjából. Tulajdonképpen először az adott feladatnak megfelelően ezekre a jellemzőkre adunk specifikációt, és matematikai módszerekkel a specifikációhoz határozzuk meg az átviteli függvényt. Az alábbi néhány bekezdés a fontosabb szűrőjellemzőket mutatja be.[11]

A komplex átviteli függvény abszolút értékének és fázisának menetét adja meg a Bode diagram az amplitúdó- (1. c) ábra) és a fázisdiagramban. A zérusok és pólusok lehetnek valós számok,

vagy konjugált komplex gyökpárok. Pólus-zérus diagramban ábrázolva őket elhelyezkedésük a komplex frekvenciasíkon szemléletessé tehető (1.b ábra).

A szűrő rendjét az átviteli függvényben az s komplex frekvencia legmagasabb hatványkitevője határozza meg. Ez a szám csak pólusokat tartalmazó hálózat esetén megegyezik a szűrő áramkörben található reaktáns elemek, tehát a hálózat állapotváltozóinak számával. A szükséges minimális rendszám minden közelítés esetére meghatározható, ehhez a közelítésekre jellemző egyenlőtlenégeket és a később szereplő toleranciasémát kell használni.

A szűrő jellege a számlálótól függ. Ilyen értelemben megkülönböztetünk aluláteresztő, felüláteresztő, sáváteresztő, sávzáró és mindent áteresztő karakterisztikát, attól függően, hogy az amplitúdókarakterisztikában hogyan helyezkednek el áteresztő, illetve záró tartományok (2. ábra).



2. ábra. a) aluláteresztő b) felüláteresztő c) sáváteresztő d) sávzáró e) mindent áteresztő karakterisztika

A vágási frekvencia Butterworth közelítésben a legnagyobb erősítéshez képest a 3 dB-nyi csökkenés helyét adja meg a frekvenciatengelyen, más közelítésekre ez a meghatározás különböző lehet. Sáváteresztő és sávzáró karakterisztika esetén két különböző vágási frekvencia adódik, itt a frekvenciamenet jellemzéséhez további adatok szükségesek, mindent áteresztő esetben csupán a fázismenet fontos.

A 2. ábra jellegzetes tartományait a vágási frekvenciák határolják. Egy hálózat karakterisztikáját kézi módszerekkel is fel tudjuk vázolni, ha alkalmazzuk azt a közelítő szabályt, hogy minden egyszeres pólus a pólusfrekvenciájától nagyobb értékekre 20 dB/dekád vágást okoz a frekvenciatengelyen. Egyszeres zérusok esetén ezzel ellentétben 20 dB/dekád meredekségű kiemelés következik be a zérusfrekvenciától számítva. A szűrők igen gyakran tartalmaznak kétszeres pólusokat és zérusokat, ekkor 40 dB/dekáddal kell számolni. Az ilyen módszerrel meg-rajzolt törtvonalas karakterisztika közel van a valóságos karakterisztikához és alkalmas a hálózat viselkedésének előzetes becslésére.

Fontos jellemző a szűrő Q jósági tényezője. Általánosságban egy hálózatra a jósági tényező:

$$Q = 2\pi \frac{E_{max}}{E_{cdissz}} \quad (2)$$

ahol E_{max} a maximális tárolt energia, E_{cdissz} a ciklusonként disszipált energia.

Ez az átvitel ismeretében meghatározható, általános esetben viszont kevésbé szemléletes. A gyakorlatban fontos másodfokú átviteli függvény (3) esetén egyszerű az átvitel paramétereivel történő megfeleltetés.

$$H(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^2 + b_1 s + b_0} = \frac{a_2 (s + z_1)(s + z_2)}{(s + p_1)(s + p_2)} \quad (3)$$

(3)-t nevezik bikvadratikus függvénynek is[4]. Komplex pólusokra és zérusokra, amikor $z_2 = z_1^*$ és $p_2 = p_1^*$, (3) átalakul a

$$H(s) = C \frac{s^2 + [2\Re(z_1)]s + \Re(z_1)^2 + \Im(z_1)^2}{s^2 + [2\Re(p_1)]s + \Re(p_1)^2 + \Im(p_1)^2} = C \frac{s^2 + \left(\frac{\omega_z}{Q_z}\right)s + \omega_z^2}{s^2 + \left(\frac{\omega_p}{Q_p}\right)s + \omega_p^2} \quad (4)$$

kifejezéssé, amiben

$$\omega_p = \sqrt{\Re(p_1)^2 + \Im(p_1)^2} \quad \omega_z = \sqrt{\Re(z_1)^2 + \Im(z_1)^2} \quad (5)$$

A gyakorlat szempontjából a konjugált komplex pólusok esete fontos, mivel az egyszeres pólusokat elsőfokú RC-taggal egyszerűbb realizálni. Q_p pólusjósági tényező szemléletes jelentése az ω_p pólusfrekvencia körüli kiemelés élessége az átvitelben[18], meghatározása a

$$Q_p = \frac{\omega_p}{2\Re(p_1)} \quad (6)$$

képlettel történik. Ugyanígy Q_z zérusjósági tényező az átvitel minimumának a mélységét karakterizálja:

$$Q_z = \frac{\omega_z}{2\Re(z_1)} \quad (7)$$

Másodfokú hálózat esetén a 2. ábrának megfelelő karakterisztikák a (3) számlálójának állandóitól a következőképpen függenek: aluláteresztő esetben $a_2 = a_1 = 0$, feluláteresztőnél $a_1 = a_0 = 0$, sáváteresztőnél $a_2 = a_0 = 0$, sávzárónál $a_1 = 0$, mindent áteresztőnél pedig egyik együtttható sem 0.

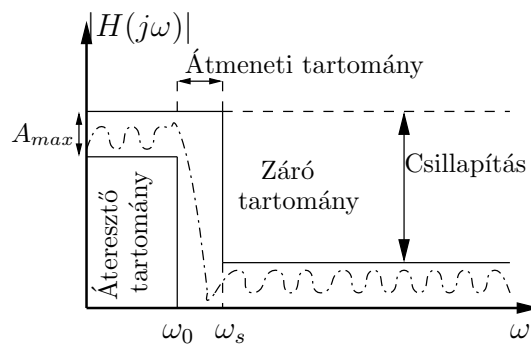
További jellemző a vágási meredekség, értékét dB/dekád vagy dB/oktáv egységben szokás megadni. Bizonyos esetben külön meg kell adni a vágási frekvencia közelében is, mivel ott igen éles vágás is megvalósítható, amennyiben két közeli frekvenciakomponens közül az egyiket ki kell szűrni.

Az egységugrásra adott tranziens választ szintén ismerni kell, az ebben mutatkozó lengés a jósági tényezővel mutat egyenesen arányos összefüggést.

Az amplitúdókarakterisztika monotonitását is szokás vizsgálni, nem csupán globális, hanem lokális értelemben is. Ezzel kapcsolatos az áteresztési tartományban tapasztalható ingadozás. Egyes esetekben ez nem kritikus paraméter, de értékét általában igyekeznek 1dB alatt tartani. Amennyiben a jel a záró tartományban megfelelő mértékben csillapított, a záró tartománybeli ingadozás figyelmen kívül hagyható.

2.1.2. Szűrő specifikálása

Egy szűrőt több féle módon is specifikálhatunk. Megadhatjuk magát az átviteli függvényt, vagy leírhatjuk azt, hogy milyen működést várunk el tőle. Ez abban az esetben, ha ideális szűrőkarakterisztikákra gondolunk, akkor gyakorlatilag csak a szűrő jellegét (pl. aluláteresztő) és a hozzá tartozó töréspontot vagy pontokat tartalmazza. A valóságban ezek a szűrők nem állíthatók elő, ezért meg kell adni, hogy az ideális szűrőkarakterisztikától mekkora eltérést engedünk meg, erre való a toleranciaséma.



3. ábra. Egy aluláteresztő szűrő toleranciasémája

Látható, hogy egy toleranciasémát végtelen sok karakterisztika kielégíti, ezért egyéb megfontolások alapján kell kiválasztani a számunkra legmegfelelőbbet. A jó tervezhetőség és a realizáció miatt ezeket a karakterisztikákat analitikus alakban kell felírni.

A valóságos karakterisztikák matematikai közelítésére több modell létezik. Ezek összetett matematikai levezetések alapulnak, táblázatok és szoftverek segítségével jól használhatók anélkül, hogy a szűrő tervezése közben a matematikai háttérrel behatóan foglalkoznánk. Ehhez elegendő a különböző közelítések legfontosabb tulajdonságait ismerni.

2.1.3. Butterworth approximáció

A maximális laposságú vagy más néven Butterworth típusú referens aluláteresztő függvénycsalád átvitele

$$H(s) = \frac{1}{1 + B_1s + B_2s^2 + \dots + B_ns^n} \quad (8)$$

alakú, tehát csak pólusai vannak. Olyan módon optimalizált, hogy abszolút értéke az $\omega = 0$ helyen a lehető legjobban simul a vízszintes tengelyhez. Ennek eredményként az átvitel abszolút értéke a következő:

$$|H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}} \quad (9)$$

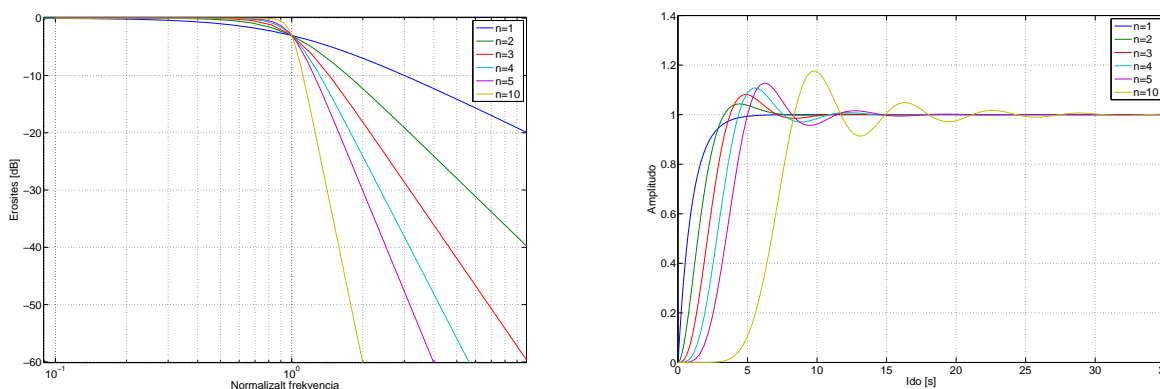
A vágás meredeksége szintén sima, és minden egyes pólus $20dB$ -el járul hozzá a meredekséghez. n a szűrő rendjét jelöli, a vágási frekvencia pedig $1rad/s$ -ra normált. Különböző rendű aluláteresztő szűrők karakterisztikáját mutatja a 4. ábra, ugyanezen szűrők ugrásválaszaival

Nevező együtthatók $s^n + a_{n-1}s^{n-1} + a_{n-2}s^{n-2} + \dots + a_1s + a_0$

n	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8	a_9
1	1									
2	1	1.414								
3	1	2.000	2.000							
4	1	2.613	3.414	2.613						
5	1	3.236	5.236	5.236	3.236					
6	1	3.864	7.464	9.142	7.464	3.864				
7	1	4.494	10.098	14.592	14.592	10.098	4.494			
8	1	5.126	13.137	21.846	25.688	21.846	13.137	5.126		
9	1	5.759	16.582	31.163	41.986	41.986	31.163	16.582	5.759	
10	1	6.392	20.432	42.802	64.882	74.233	64.882	42.802	20.432	6.392

1. táblázat. Butterworth polinomok [11]

együtt. Értelemszerűen a több pólus, a magasabb rend meredekebb vágást eredményez, de több késleltetést az ugrásválaszban és nagyobb lengést.



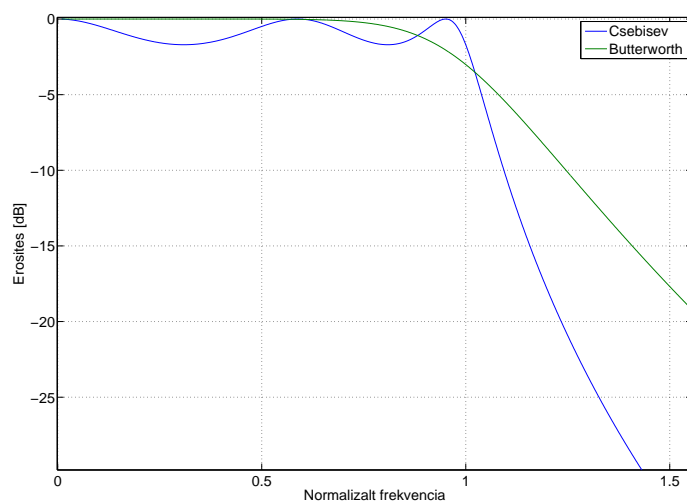
4. ábra. Különböző rendű Butterworth szűrők átvitele és tranziens válasza

A különböző rendű szűrőkhöz tartozó nevező együtthatókat táblázatokból lehet kiolvasni. A gyakorlathoz jobban illeszkedik a másod-, illetve elsőrendű tagokra bontott változat, mivel általában másodfokú tagok kaszkád kapcsolásával építik fel a szűrőket.

2.1.4. Csebisev approximáció

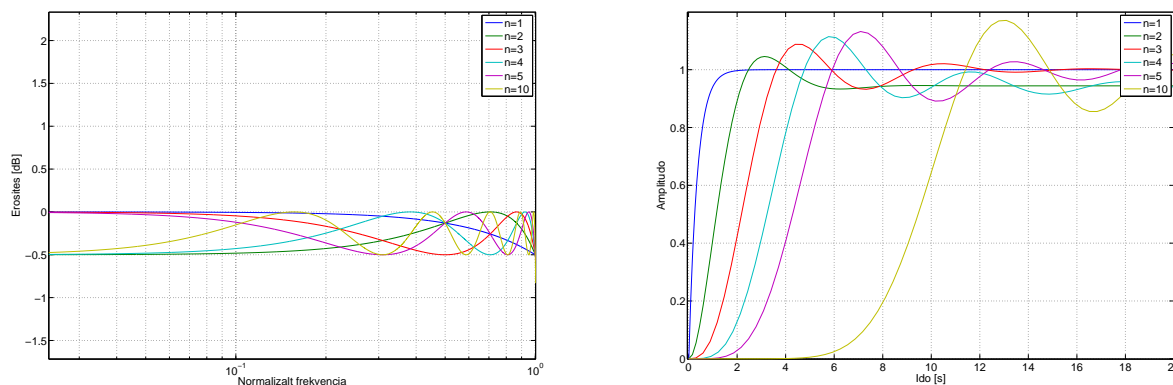
A Csebisev típusú approximáció jellegzetessége, hogy az áteresztőtartományban az átvitel értéke a megengedett határok között egyenletesen ingadozik, majd az ω_H frekvencia fölött monoton csökken. Az átviteli függvénynek csak pólusai vannak, hasonlóan a maximális laposságú átvitelhez. Így azonos fokszám mellett azonos meredekségű a Bode-diagram aszimptotája is a

zárótartományban. Az áteresztő tartományból való kilépés azonban az ingadozás következtében meredekebb, és ezért az aszimptota kisebb frekvencián metszi az ω tengelyt, mint a hasonló áteresztő sávi specifikációt teljesítő maximálisan lapos átviteli függvény aszimptotája.



5. ábra. Az áteresztő tartományban megegyező specifikációjú azonos fokszámú Butterworth és Czebisev referens aluláteresztők összehasonlítása

Ez szigorúbb zárósávi specifikációt tesz lehetővé, illetve az azonos specifikációt kisebb fokszámmal teljesíti, mint a maximálisan lapos átviteli függvény, a tranziens válasz viszont rosszabb minőségű. A karakterisztikában $n - 1$ lokális csúcs jelenik meg.

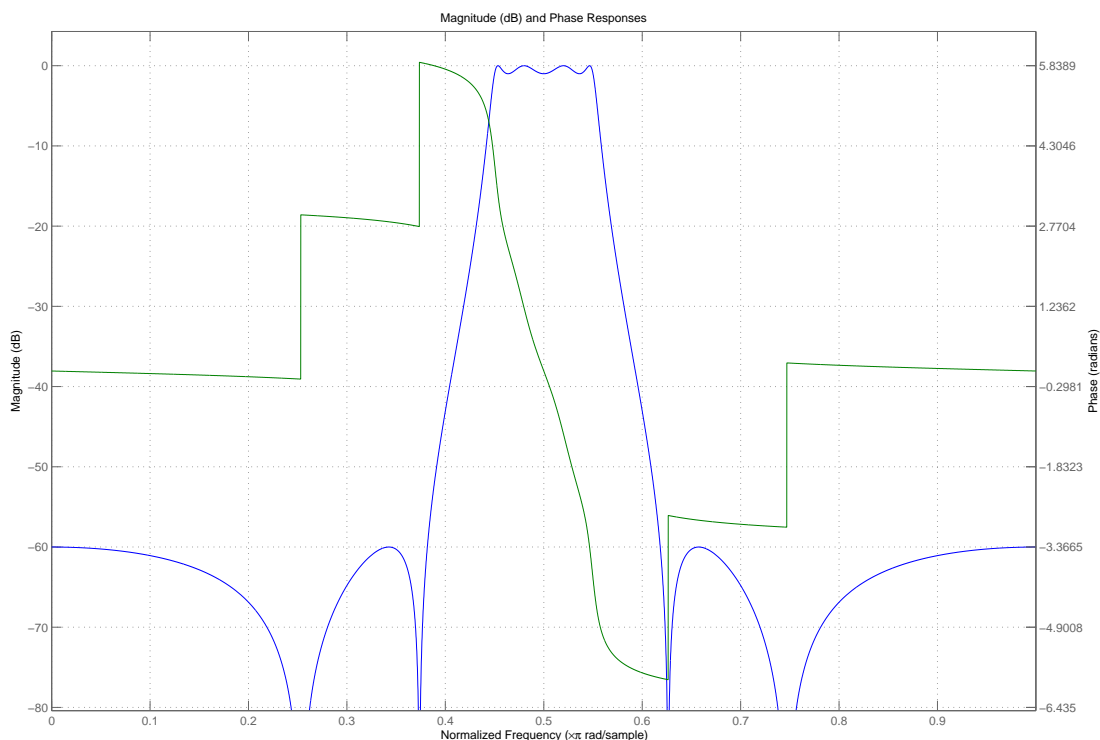


6. ábra. Czebisev szűrők ingadozása és tranziens válasza

2.1.5. Cauer approximáció

Adott fokszám mellett a legszigorúbb specifikáció a Cauer vagy más néven elliptikus átviteli függvénnyel teljesíthető. Ennek átvitele mind az áteresztő, mind a zárótartományban egyenletesen ingadozik a megengedett határok között, ezért az átmeneti tartományban az azonos fokszámú approximációk közül a legnagyobb meredekségű. Az előző típusokkal ellentétben ez

egy vagy több zérust tartalmaz az átviteli függvényében, amelyeknél a szűrő teljes vágást okoz. Ennek hátulütője viszont a rendkívül nemlineáris fáziskarakterisztika és a zárótartományban tapasztalható nagymértékű ingadozás.

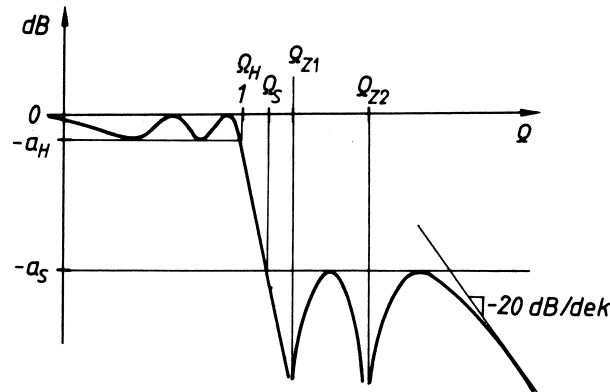


7. ábra. Elliptikus sávszűrő átvitele és fázisdiagramja

A 8. ábrán egy $n = 5$ fokszámú elliptikus átviteli függvény abszolút értéke látható. A zérusok hatására az átmeneti tartományban az átvitel meredeken csökken az a_s érték alá, ugyanakkor azonban az $\omega \rightarrow \infty$ határesethez tartozó aszimptota meredeksége 20dB/dek , ami kisebb, mint az azonos fokszámú, csak pólusokból álló átviteli függvényé. Tehát a Cauchy típusú approximáció úgy éri el a szigorúbb specifikációt, hogy az $\omega \gg \omega_s$ -nél kevésbé teljesíti túl a lépcsős toleranciasémával megadott követelményt.

2.1.6. Egyéb közelítések

Az előbbieken felsoroltakon kívül léteznek még más közelítések is, melyek a szűrő egyéb más jellemzőinek optimális beállítására lettek megalkotva. Ilyen a Gauss közelítés, amely a legalacsonyabb csoportkésést szolgáltatja. A Legendre közelítés végig monoton és szintén csak pólusokat tartalmaz, emellett a lehető legmagasabb vágási meredekségre optimalizálták. A Csebisev közelítéshez hasonló az inverz Csebisev, azzal a különbséggel, hogy ez az áteresztőtartományban monoton és a zárótartományban van ingadozása. Léteznek alkalmazásspecifikus közelítések is, ilyen a távközlésben használt emelt koszos (Raised Cosine) szűrő és az illesztett (Matched)



8. ábra. Elliptikus típusú referens aluláteresztő Bode-diagramja[9]

szűrő. Az orvosbiológiai szűrő tervezése során a fenti optimalizálási szempontok nem játszanak szerepet.

2.1.7. Frekvenciatranszformációk

Az előzőekben leírt közelítési eljárások mind aluláteresztő karakterisztikára adják meg az átviteli függvényt. Más specifikációjú szűrőkre mégsem kell újabb közelítési eljárásokat kidolgozni, mivel a frekvenciaváltozó áttranszformálható. A közelítéssel meghatározott aluláteresztő átviteli függvény az ún. aluláteresztő prototípus. Ennek jelöljük s' -vel a változóját, az eltérő jellegű szűrő változója pedig legyen s ! A frekvenciatranszformáció lényege, hogy találjunk a két változó között egy

$$s' = F(s) \quad (10)$$

leképezést, oly módon, hogy az aluláteresztő prototípus áteresztő illetve záró tartományát átvigyük a konkrét szűrő áteresztő illetve záró tartományába (tartományába). Ez a függvény a legegyszerűbb esetben aluláteresztő karakterisztikából felüláteresztőbe való átalakítás esetén

$$s' = \frac{1}{s} \quad (11)$$

A TDK dolgozatban aluláteresztő szűrőt kell megtervezni, a frekvenciatranszformációk további részletes tárgyalására nem térek ki.

2.1.8. Szoftveres eszközök

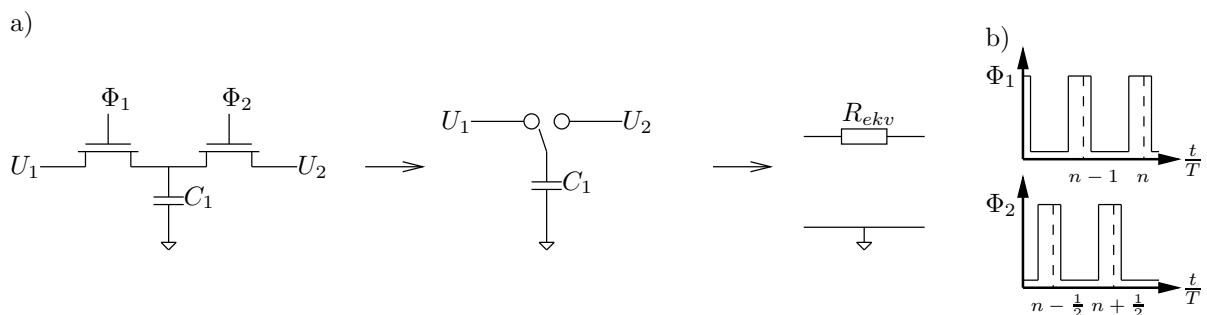
Ahogy az előzményekből kitűnik, a konkrét specifikációnak megfelelő átviteli függvény meghatározásához viszonylag bonyolult matematikai apparátus és hosszadalmas számolások szükségesek, és eddig a pontig a realizálás, az elektronikai kérdések még fel sem merültek[19]. A mérnökök dolgát megkönnyítendő, jól kidolgozott és bevált algoritmusokat használó szűrőtervező programok sokasága áll rendelkezésre, amelyek önálló szoftverként vagy tervezőrendszerek beépített szolgáltatásaként üzemelnek. Egyben többféle implementálási módszert is tartalmaznak, a felhasználó kiválaszthatja azt a szűrőstruktúrát, amit meg szeretne valósítani. Így a program azokat az algoritmusokat is végrehajtja, amelyek az átviteli függvény elektronikai realizálása kapcsán válnak szükségessé.

2.2. Kapcsolt kapacitású szűrők

A szilíciumon megvalósított aktív szűrők legnagyobb problémája, hogy nagyon korlátozott a megvalósítható passzív elemek nagysága. A kondenzátorok kapacitása maximum $6 - 700pF$, az ellenállások maximális ellenállása pedig néhány $100k\Omega$ lehet. Alacsony vágási frekvencián ezeknél az értékeknél lényegesen, akár több nagyságrenddel nagyobb értékek is szükségesek lehetnek. A kapcsolt kapacitású technikával ez a korlát kerülhető meg. Ha a hálózatban szereplő kapacitások értékét a megvalósítható tartományba csökkentjük, akkor $M\Omega$, $G\Omega$ nagyságrendű ellenállások adódnak. Ezeket a nagyértékű ellenállásokat lehet nagy pontossággal megvalósítani kapcsolt kapacitású ellenállásokkal. A szűrő struktúrája nem változik meg ettől, azonban a szűrő ekkor már nem folytonos, hanem diszkrét hálózat. A szakirodalom mintavételezett analóg rendszerként tárgyalja. A kapcsolt kapacitások nagy előnye, hogy mivel az ekvivalens ellenállás értékét az alkalmazott kapacitás és a kapcsolókat vezérlő órajel frekvenciája határozza meg, ezért a már legyártott eszköz ekvivalens ellenállás értékét a kapcsoló frekvencia változtatásával hangolhatjuk. Ezzel a módszerrel egy szűrő vágási frekvenciája akár 0.2% pontossággal is beállítható. A mintavételezésnek a maximális működési frekvenciához képest több 10-szeresnek 100-szorosnak kell lennie, ezért a tipikusan használt maximális vágási frekvenciák a néhány MHz nagyságrendbe esnek. Ez az egyik hátránya ennek a technikának. Mivel a kapcsolt kapacitás a valódi ellenállás zajteljesítményét szolgáltatja, ezért a kapcsolt kapacitású szűrők a legzajosabbak. Az órajel is előrecsatolódik a szűrő kimenetére, s az alkalmazástól függ, hogy ez a nagyfrekvenciás zavar megengedhető-e vagy sem. Ami egyedülálló a többi szűrőhöz képest, $0.1Hz$ határfrekvencia is megvalósítható ésszerű méretek mellett. Annak következtében, hogy a kapcsolt kapacitású szűrő mintavételezett hálózat, szivárgás (aliasing) léphet föl, amennyiben a bemeneti jel a mintavételezési frekvencia felénél nagyobb frekvenciájú és még érzékelhető amplitúdójú komponenseket tartalmaz, vagyis nem sávhatárolt.

2.2.1. A kapcsolt kapacitású technika elméleti alapjai

A kapcsolt kapacitású technika lényegét a legszemléletesebben a rezgőkondenzátorral megvalósított ellenálláson lehet bemutatni[5].



9. ábra. A rezgőkondenzátorral megvalósított ekvivalens ellenállás

A két NMOS tranzisztor kapcsolóként működik, és két egymással át nem lapolódó órajellel vezéreljük őket. Minden balról-jobbra történő átkapcsolás során először az U_1 feszültségű ponton feltöltődik az U_1 feszültségre, majd a töltést átviszi az U_2 feszültségű pontra, vagyis lényegében

töltéstranszport történik. Amikor a kapacitás az U_1 feszültségű pontra kapcsolódik, a töltése $Q_1 = C \cdot U_1$. A U_2 feszültségű ponthoz kapcsolódva a töltés új értéke $Q_2 = C \cdot U_2$. Így a két csomópont között szállított töltés

$$\Delta Q = Q_1 - Q_2 = C \cdot (U_1 - U_2) \quad (12)$$

A kapcsoló órajelnek megfelelően egy $T = \frac{1}{f_s}$ hosszúságú periódus alatt egyszer viszi át ezt a töltésmennyiséget a két csomópont között. A töltés áramlás definíciószerűen áramot jelent, s így azt mondhatjuk, hogy a rezgő kapacitás hatására áram folyik a két pont között. Ha a két csomópont frekvenciájához képest sokkal (10-100-szor) gyorsabban kapcsolgatjuk a kapacitást, U_1 és U_2 között az átfolyó áram átlagos értéke

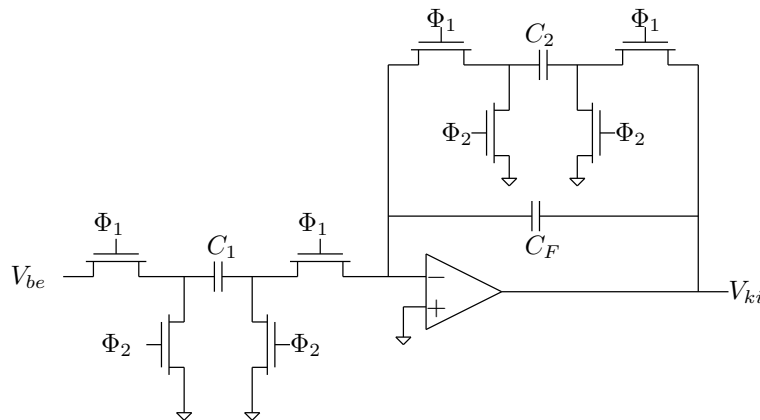
$$I_{ekv} \simeq \frac{\Delta Q}{T} = \Delta Q \cdot f_s = f_s \cdot C(U_1 - U_2). \quad (13)$$

A két pont feszültség-különbsége és az átfolyó áram hányadosaként definiálhatunk egy R_{ekv} ekvivalens ellenállást, amelyet a továbbiakban az áramkör jellemzésére használhatunk.

$$R_{ekv} = \frac{U_1 - U_2}{I_{ekv}} = \frac{1}{C_1 \cdot f_s} \quad (14)$$

2.2.2. Hálózatelméleti tárgyalás

Egy kapcsolt kapacitású áramkör működésének alapos vizsgálatához vegyünk egy egyszerű blokkot, az invertáló, veszteséges, kapcsolt kapacitású integrátort (10. ábra). (A kapcsolás a „switch sharing” – „kapcsolón való osztózás” elve alapján egyszerűsíthető[21], mivel C_1 és C_2 egymás felé néző fegyverzetei ugyanabban a fázisban kapcsolódnak vagy az invertáló bemenetre, vagy a földre, ezért C_2 baloldali kivezetése közvetlenül C_1 jobb oldali kivezetéséhez köthető, és két tranzisztor fölöslegessé válik.)



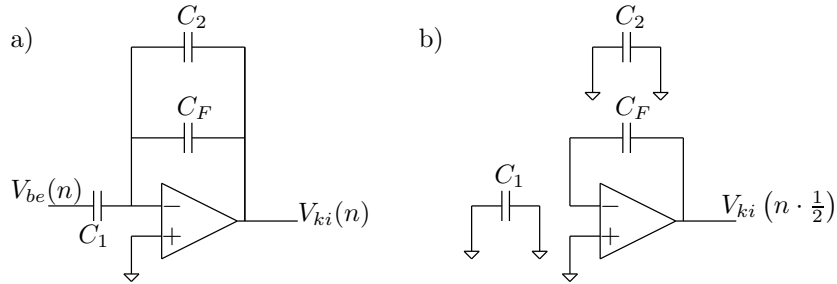
10. ábra. Veszteséges invertáló integrátor

Ezzel a módszerrel sok esetben lehet egyszerűsítéseket végrehajtani. Ideális ellenállásokkal a hálózatra vonatkozó differenciálegyenletről az s-tartományba áttérve és megoldva azt a folytonos

s-tartománybeli átvitel

$$\frac{V_{ki}(s)}{V_{be}(s)} = -\frac{R_2}{R_1(1 + sR_2C_F)} = -\frac{C_1}{C_F} \frac{f_c}{j\omega + f_c \frac{C_2}{C_F}} \quad (15)$$

lenne, ahol R_1 és R_2 C_1 és C_2 kapcsolgatásából adódó ellenállások. Ez a levezetés itt azonban nem végezhető el, mivel a hálózat nem folytonos működésű. A működés pontos leírásához és a korrekt hálózatelméleti tárgyaláshoz meg kell vizsgálni az áramkör működését periódusról periódusra. Ezt segíti a 15. ábra, ahol az integrátor ekvivalensei láthatók Φ_1 illetve Φ_2 magas logikai értékére, a 10. ábra jelöléseit használva az n -edik, illetve az $(n - \frac{1}{2})$ -ik szakaszban.



11. ábra. Az integrátor ekvivalens a) Φ_1 b) Φ_2 magas értékére

A matematikai leíráshoz tegyük fel, hogy a bemenet egy periódus alatt pillanatszerűen egyszer vált értéket, Φ_1 alatt. Így a következő Φ_2 alatt a bemenet változatlan, azaz $v_{be}(n - \frac{1}{2}) = v_{be}(n - 1)$. Az áramkör leírását Φ_1 alatt a 11. a) ábra ekvivalensét felhasználva a neminvertáló csomóponttra vonatkozó áramegyenlettel célszerű elvégezni:

$$i(t) = C_1 \frac{dv_{be}}{dt} = -(C_F + C_2) \frac{dv_{ki}}{dt} \quad (16)$$

Ahhoz, hogy töltésekre vonatkozó egyenletet kapjunk ($Q = CU$), (16)-ot ki kell integrálni a 9. b) ábra normalizált időtengelyén az előző, $(n - \frac{1}{2})$ -ik időponttól a jelenlegi, n -edik időpontig:

$$(C_F + C_2)v_{ki}(n) - (C_F + C_2)v_{ki}\left(n - \frac{1}{2}\right) = -C_1 \left[v_{be}(n) - v_{be}\left(n - \frac{1}{2}\right) \right] \quad (17)$$

Az egyszerűsítés a 11. b) ábra alapján adódik, amely szerint C_1 és C_2 töltése Φ_2 alatt 0, ezért (17) így módosul:

$$(C_F + C_2)v_{ki}(n) - C_F v_{ki}\left(n - \frac{1}{2}\right) = -C_1 v_{be}(n) \quad (18)$$

Továbbá mivel Φ_2 alatt a műveleti erősítő és C_F el vannak izolálva az előző, $(n - 1)$ -edik periódus óta, $v_{ki}(n - \frac{1}{2}) = v_{ki}(n - 1)$. Ez annak is köszönhető, hogy C_2 leválasztása a kimeneti feszültséget nem változtatja meg. (18) tehát átírható az alábbi, végleges alakra:

$$C_F[v_{ki}(n) - v_{ki}(n - 1)] + C_2 v_{ki}(n) = -C_1 v_{be}(n), \quad (19)$$

amely a hálózat *différenca – egyenlete*. Ez diszkrét idejű hálózatot ír le, amelyet a mintavételezett z-tartományban lehet tárgyalni.

2.2.3. A z-transzformáció fontosabb következményei

A kapcsolt kapacitás következtében egy kapcsolt kapacitású áramkör mintavételezett hálózatnak tekinthető. A mintavevő fázis (az előző példában Φ_1) alatt némileg változik ugyan a bejövő jel értéke, átkapcsoláskor viszont a kapacitás az adott végső értéken van, tehát jóformán érdektelen, hogy milyen kis mértékben változott a töltése a mintavevő szakaszban. Ennek megfelelően a hálózat a bemeneti jelet mintavételezi és úgy dolgozza fel. A folyamat matematikailag úgy írható le, hogy a bemeneti belépő $x(t)$ jelet megszorozzuk egy mintavevő $s(t)$ (sampling) jellel. A mintavevő jel egy periódusban általános esetben τ ideig végzi a mintavételezést. Eszerint a mintavett jel időbeli leírása a következő:

$$x_s(t) = x(t)s(t) = K \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) [\varepsilon(t - nT) - \varepsilon(t - nT - \tau)] \quad (20)$$

ahol $\varepsilon(t)$ az egységugrás függvény. A K szorzó értéke $\frac{1}{\tau}$, ezzel normalizáljuk azonos teljesítményre a mintavételezett jelet. Mivel ez folytonos időtartománybeli leírás, elvégezhető rajta a Laplace-transzformáció:

$$X_s(s) = L\{x_s(t)\} = K \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) \left(\frac{1}{s} e^{-snT} - \frac{1}{s} e^{-(snT+\tau)} \right) = \frac{1}{\tau} \frac{1 - e^{-s\tau}}{s} \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) e^{-snT} \quad (21)$$

A szummázás előtti állandó a τ mintavételező pulzus hosszától függ, τ értéke azonban általában annyira kicsi, hogy a határértékszámítást elvégezve az állandó 1-nek adódik. Figyelembe véve, hogy egy mintavevő pulzus integrálja 1, és a τ időtartam 0-hoz tart, az $s(t)$ mintavevő jel jó közelítéssel Dirac-delták sorozatának tekinthető. Ez (21)-ből is látszik, hiszen a szummázáson belül minden e -ados tag egy nT idővel eltolt Dirac-delta. (21) átírható:

$$X_s(s) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) e^{-snT} = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) z^{-n}, \quad (22)$$

ahol bevezettük a $z = e^{sT}$ változót. Ez az $x_s(t)$ jel egyoldalú z -transzformáltja, ahol a T periódusidő érdektelen, ezért elhagyható (vagy egy más felfogás alapján értéke elméletben 1-nek vehető). Az új jelöléssel, ahol a z -transzformáció szimbóluma is jelölve van:

$$L\{x(nT)\} = Z\{x(n)\} = X(z) = \sum_{n=0}^{\infty} x(n) z^{-n} \quad (23)$$

Mivel a frekvenciatartománybeli viselkedés a vizsgálatunk legfőbb témaköre, nézzük meg, hogy mit okoz a mintavételezés a frekvenciatartományban. Az $s(t)$ mintavevő jel Fourier-sora:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} C_k e^{jk\omega_c t}, \quad (24)$$

ahol $\omega_c = \frac{2\pi}{T}$ a mintavételi körfrekvencia és

$$C_k = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} s(t) e^{-jk\omega_c t} dt = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{+\frac{T}{2}} \delta(t) e^{-jk\omega_c t} dt = \frac{1}{T}, \quad (25)$$

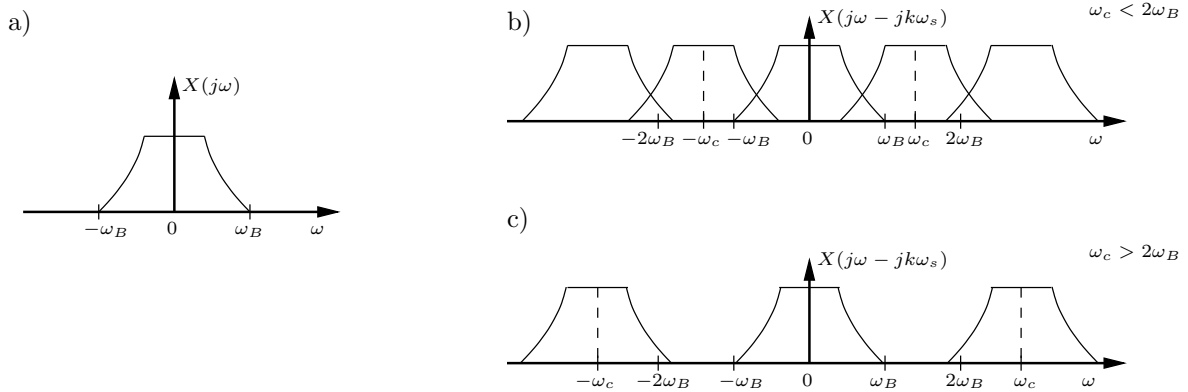
így

$$F\{x_s(t)\} = F\{x(t)s(t)\} = F\left\{\frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-jk\omega_c t}\right\} = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} F\{x(t)e^{-jk\omega_c t}\} \quad (26)$$

A mintavételezett jel spektruma tehát:

$$X_s(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X[j(\omega - k\omega_c)] \quad (27)$$

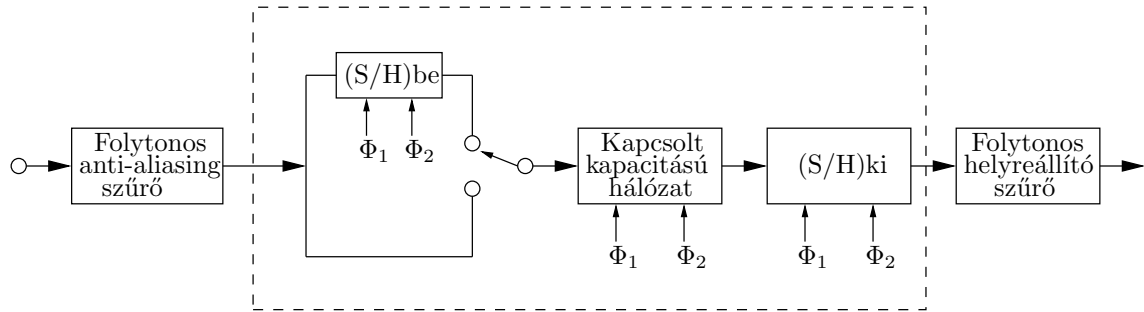
(27) következménye, hogy a bemeneti $x(t)$ jel alapsávi spektruma a mintavételezés következtében feltranszformálódik az ω_c mintavételi frekvencia egész számú többszöröseire. Ebből az következik, hogy az ω_B sáv szélességű bemeneti jelet (12. a) ábra) Shannon mintavételezési törvénye szerint legalább $2\omega_c$ körfrekvenciával kell mintavételezni (12. c) ábra), hogy elkerüljük a többszörözött spektrumok átlapolódását (12. b) ábra).



12. ábra. a) Alapsávi spektrum b) Helytelen mintavételezés c) Helyes mintavételezés

Ez a feltétel a gyakorlatban több szempontból kifolyólag is teljesül. A mintavételi frekvenciát a sáv szélesség többszörösére választják, hogy az áramkör a folytonos működést minél inkább közelítse (ld. 2.2.5). Másrészt a gyakorlati bemenő jelek nem sávhatároltak, ω_B felett ha máshonnan nem is, zajforrásokból származó komponenseket tartalmaznak. Ez a tartomány ω_c többszörösére felkeveredve éppen az alapsávba kerülhet. Ennek megelőzésére a szűrő bemenetén egy ún. anti-aliasing aluláteresztő szűrőt helyeznek el, amely ω_B -ig átereszt, afölött vág. Ha ω_c jóval nagyobb, mint ω_B , az anti-aliasing szűrőnek sokkal enyhébb specifikációnak kell megfelelnie, jóval tágabb lesz az átmeneti tartománya, így első- vagy másodfokú aktív szűrő, de akár egy RC-tag is el tudja látni ezt a feladatot. Mindezekből következik, hogy a kapcsolt kapacitású áramkör kimenetére is el kell helyezni egy egyszerű szűrőt, amely a többszörözött spektrumokat kiszűri, és csak alapsávban enged át. ω_c tekintetében tehát a kimeneti helyreállító (reconstruction) szűrő szempontjából is előnyös a túlmintavételezés.

A kimeneti szűrés a kimeneti jel lépcsőzöttségét is enyhíti. A lépcsőzöttség abból adódik, ahogy az integrátor példáján láttuk, hogy Φ_2 alatt a kimenet nem változott, tartotta kiindulási értékét. A mintavételezés tehát együttjár a tartással is, a kapcsolt kapacitású rendszer hálózatalméleti felépítését ábrázoló blokkdiagram ezért ki- és bemeneti elméleti mintavető-tartó (S/H: Sample



13. ábra. Egy általános kapcsolt kapacitású rendszer elméleti blokkdiagramja

and Hold) egységgel egészül ki (13. ábra). (A valóságban az S/H blokkok magában a kapcsolt kapacitású hálózatban realizálódnak.)

A kimeneten viszont nem a 12. c) ábrának megfelelő azonos súlyú spektrumok közül kell szűrni. A tárgyalás során (21) szummációs indexe előtti tagot 1-el közelítettük. A kifejezésben s -sel, a valós frekvenciatartományba való áttérés után $j\omega$ -val való szorzás is van. Az alapsávban a közelítés jogos volt, ω_c többszörösein viszont a kifejezés 1-től való eltérése számottevővé válik. A kifejezésben τ -t T -vel lehet helyettesíteni, mivel a mintavételezés után a vett érték T ideig nem változik, így a kifejezést átírva, képletesen az elméleti S/H egység átvitele:

$$H_{S/H}(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{sT}, \quad (28)$$

ami a $j\omega$ tengelyen így módosul:

$$H_{S/H}(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega T} = \frac{e^{j\omega \frac{T}{2}} - e^{-j\omega \frac{T}{2}}}{j\omega T} e^{-j\omega \frac{T}{2}} = \frac{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)}{\frac{\omega T}{2}} e^{-j\omega \frac{T}{2}} \quad (29)$$

Az S/H funkció miatt tehát a rendszer átvitele a $\frac{\sin(x)}{x}$ függvény szerint súlyozódik. Ennek a hatása a mintavételi frekvencia többszörösein válik láthatóvá, ahogy a 14. ábra is mutatja, ahol a kimeneti spektrum látható, a helyreállító szűrő bemenetén.

2.2.4. A z - és s -tartomány különbségei a tervezés szempontjából

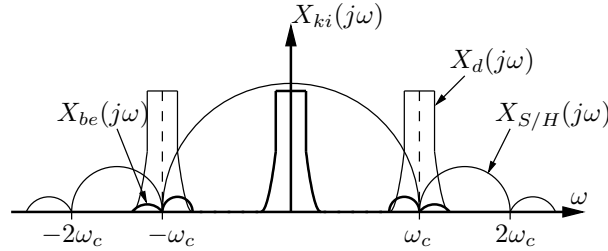
Mivel a kapcsolt kapacitású szűrőt folytonos jel szűrésére használják, a folytonos szűrőkre kidolgozott közelítési eljárások használatosak kapcsolt kapacitású szűrő karakterisztikájának specifikálásakor is. De hogy módosítja az eljárást azt, hogy a kapcsolt kapacitású hálózat korrekt leírása a z -tartományban történik?

Az s -tartomány változója $s = \sigma + j\omega$, az s - és z -tartomány közötti áttérés definíciója

$$z = e^{sT} = e^{\sigma T} e^{j\omega T} \quad (30)$$

z abszolút értéke

$$|z| = e^{\sigma T}, \quad (31)$$

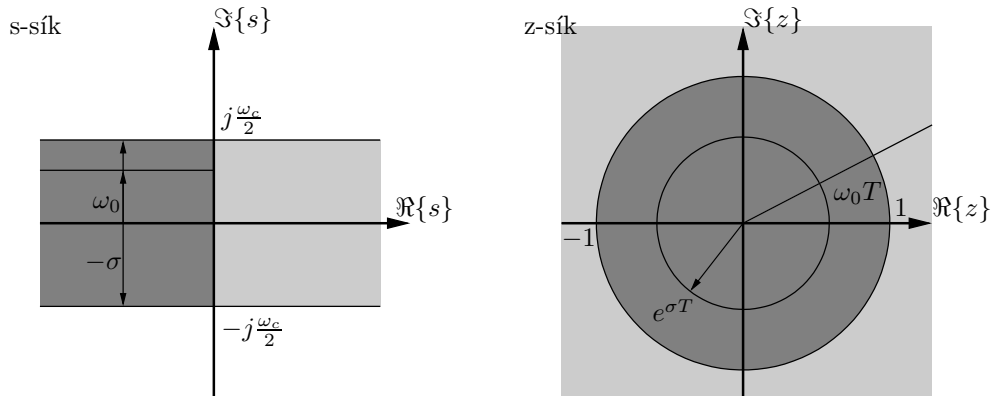


14. ábra. A mintavett rendszer kimeneti spektruma a helyreállító szűrő előtt

ami $\sigma < 0$ esetén (s a baloldali síkon van a 19. ábrán) $|z| < 1$ -et eredményezi. Valós, fizikai frekvenciákra ($\sigma = 0, s = j\omega$)

$$|z| = |e^{j\omega T}| \equiv 1 \quad (32)$$

Tehát (30) az s -sík $j\omega$ tengelyét a z -síkba az egységkörre képezi le, az s -sík bal felét pedig az egységkörön belülre. Az s -sík jobb oldala a z -tartomány egységkörén kívülre képződik le. Így az egyik különbség, hogy a folytonos tartományban a $j\omega$ tengelyen megadott szűrő specifikációk az egységkörre kerülnek át a z -síkba, valamint a folytonos s -tartomány stabil pólusai a z -tartományban az egységkörön belül helyezkednek el.

15. ábra. Leképezés az s -tartományból a z -tartományba

A két tartomány között jelentős eltérés fakad abból, hogy (30) leképezés z -t periodikussá teszi, ugyanis (30) kitevőjéhez $j2\pi m$ -et adva z nem változik, ahol m bármilyen egész szám. Ezért (30) leképezés az s -tartományban csupán egy vízszintes szeletét viszi át, amelyre igaz, hogy $|\omega| < \frac{\omega_c}{2}$. Az s -sík további részeinek leképezéséhez további z -síkok szükségesek, mivel ezek a tartományok ugyanazon a z -síkba átlapolnák egymást.

2.2.5. Közelítőleg folytonos működés

A kapcsolt kapacitású veszteséges, invertáló integrátor (19) differenciaegyenletéből könnyen képezhető a hálózat z -tartománybeli átvitele, ha alkalmazzuk azt a szabályt, miszerint a normalizált időtengelyen az l periódussal történő eltolás megfelel a z^{-l} -l való szorzásnak a z -tartományban. Így (19)-re alkalmazva a z -transzformációt:

$$C_F[v_{ki}(z) - z^{-1}v_{ki}(z)] + C_2v_{ki}(z) = -C_1v_{be}(z) \quad (33)$$

Ebből rendezés után az átvitel:

$$\frac{V_{ki}(z)}{V_{be}(z)} = -\frac{C_1}{C_F} \frac{1}{1 - z^{-1} + \frac{C_2}{C_F}} = -\frac{C_1}{C_F} \frac{\frac{1}{T}}{\frac{1}{T}(1 - z^{-1}) + \frac{1}{T} \left(\frac{C_2}{C_F}\right)}, \quad (34)$$

ahol az $\frac{1}{T}$ -vel való szorzás a következő közelítés miatt szerepel: ha $|sT| \ll 1$, azaz $\omega \ll \omega_c$, jó közelítéssel érvényes $e^{-sT} \simeq 1 - sT$, így

$$\frac{1}{T}(1 - z^{-1}) \simeq \frac{1}{T}(1 - 1 + sT) = s \quad (35)$$

Ezt felhasználva (23)-ban

$$\frac{V_{ki}(e^{j\omega T})}{V_{be}(e^{j\omega T})} = -\frac{C_1}{C_F} \frac{f_c}{j\omega + f_c \frac{C_2}{C_F}}, \quad (36)$$

ahogy ez (15)-ben is szerepelt.

Tehát ha megfelelően nagy mintavételi frekvenciát választunk, (35) alapján a mintavételezett hálózat közelítőleg folytonos működést fog szolgáltatni. Más megközelítésből ha $\omega_c \rightarrow \infty$, a mintavételezett spektrumban a többszörözött spektrumok is végtelenhez tartanak, így visszajutunk az alapsávi spektrumhoz. A folytonossal közelített és a $z = e^{sT}$ egyenlőséggel megfeleltetett s -tartománybeli átvitelek között levezethető[18] a

$$\Delta H \sim 1 - \frac{\frac{\omega T}{2}}{\sin\left(\frac{\omega T}{2}\right)} \quad (37)$$

erősítési hiba és a

$$\Delta\varphi \sim \frac{\omega T}{2} \quad (38)$$

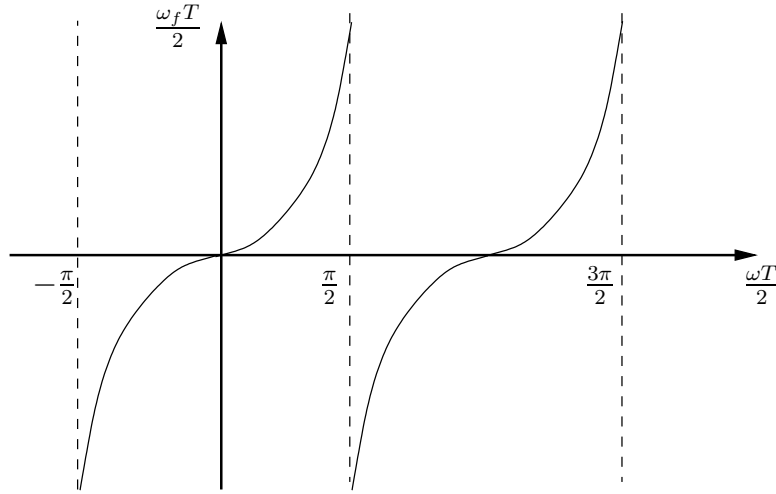
fázishiba, amelyek $\omega T = \frac{\omega}{\omega_c} \rightarrow 0$, azaz $\omega_c \gg \omega$ esetén szintén 0-hoz tartanak.

2.2.6. A specifikáció áttranszformálása a mintavételezett tartományba

Mindezek után már csak azt kell tudni, hogyan adható meg a specifikáció a z -tartományban jellemzett kapcsolt kapacitású szűrőre. Ami eddig ismert, az az, hogy $z = e^{sT}$ összefüggéssel térünk át a mintavételezett frekvenciatartományból a z -tartományba, amely a $-\frac{\omega_c}{2}$ -től $\frac{\omega_c}{2}$ -ig terjedő tartományt túllépve periodikusan ismétlődik, nem hordoz új információt. Használjuk s -t ennek a tartománynak a változójaként! A szűrési feladat a megkülönböztetésül f index-szel ellátott $s_f(\omega_f)$ folytonos tartományban van megadva, amely $-\infty$ -től $+\infty$ -ig terjed. Tehát egy olyan leképezést kell találni a két tengely között, amely a $(-\infty; +\infty)$ intervallumot periodikusan átviszi a $[-\frac{\omega_c}{2}; +\frac{\omega_c}{2}]$ intervallumba. Ilyen leképezést nem nehéz találni, a tangens függvény megfelelő erre a célra (20. ábra).

A módszer hasonló a 2.1.7. pontban leírt frekvenciatranszformációhoz, itt a transzformációs függvény:

$$\omega_f = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} \quad (39)$$

16. ábra. Nemlineáris leképezés ω és ω_f között

ahol az $\frac{1}{T}$ tag bevezetése biztosítja, hogy $\omega T \ll 1$ esetén:

$$\omega_f = \frac{2}{T} \tan \frac{\omega T}{2} \Big|_{\omega T \ll 1} \simeq \frac{2}{T} \frac{\omega T}{2} = \omega \quad (40)$$

A transzformációval a kiindulási folytonos frekvenciatengely „elferdül” (warping). Most már levezethető a specifikációban szereplő s_f és a mintavételezett z változó közötti átmenetet biztosító kifejezés:

$$\tan \frac{\omega_f T}{2} = \frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\cos \frac{\omega T}{2}} = \frac{\frac{1}{2j} (e^{j\omega \frac{T}{2}} - e^{-j\omega \frac{T}{2}})}{\frac{1}{2} (e^{j\omega \frac{T}{2}} + e^{-j\omega \frac{T}{2}})} = \frac{1}{j} \frac{z^{\frac{1}{2}} - z^{-\frac{1}{2}}}{z^{\frac{1}{2}} + z^{-\frac{1}{2}}} \Big|_{s=j\omega} \quad (41)$$

Ezért (39)-et felhasználva következik, hogy

$$j\omega_f = \frac{2}{T} \frac{z^{\frac{1}{2}} - z^{-\frac{1}{2}}}{z^{\frac{1}{2}} + z^{-\frac{1}{2}}} \Big|_{s=j\omega}, \quad (42)$$

amiből az áttérést biztosító, ún. bilineáris transzformáció:

$$s_f = \frac{2}{T} \frac{z - 1}{z + 1} \quad \text{vagy} \quad z = \frac{1 + s_f \frac{T}{2}}{1 - s_f \frac{T}{2}} \quad (43)$$

Összefoglalásul: a folytonos tartományban megadott specifikáció és a z -tartomány között (43) létesít kapcsolatot, a kiindulási és a mintavételezett folytonos tartomány között pedig (39). Mivel a bilineáris transzformáció racionális, a folytonos tartományban közelítéssel kapott racionális átviteli függvény közvetlenül a z -tartományba is racionális függvényként képződik le, ezért a specifikáció (43) behelyettesítésével átvihető a z -tartományba. Ha a szemléletesebb s -tartományban kívánjuk felírni a specifikációt, amely szintén a mintavételezett, periodikusan ismétlődő tartomány (14. ábra), csak nem z -, hanem s -változóval, akkor a kiindulási specifikáció összes pólus- és zérusfrekvenciáját (39) segítségével kell áttranszformálni. Ezt hívják „előferdítésnek” (prewarping), mivel figyelembe vesszük, hogy a mintavételezett s -tartomány

jellemző, $-\frac{\omega_c}{2}$ -től $+\frac{\omega_c}{2}$ -ig terjedő része nem olyan széles, mint a $-\infty$ -tól $+\infty$ -ig terjedő folytonos s_f -tartomány. Prewarping esetén a specifikáció jellemző frekvenciaértékeit, a pólusokat és a zérusokat a tangenstranzformációval bezugorítjuk ebbe a szűkebb tartományba. Mint 2.1.7. esetén, ez a frekvenciatranszformáció sem befolyásolja a specifikáció egyéb jellemzőit, mint például az ingadozást és a meredekséget, mivel (39) független változók közti transzformáció.

Léteznek más, egyszerűbb leképezési szabályok is[16], azonban ezek nem a 19. ábra szerint teremtenek kapcsolatot az s - és a z -tartomány között. Adott gyakorlati esetben ezeknek is lehet létjogosultságuk.

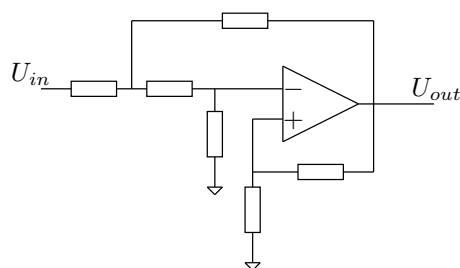
3. Tervezés

A kapcsolt kapacitású szűrő megvalósítására több topológia is létezik, jelen alkalmazáshoz én kettőt emeltem ki. Mielőtt már a konkrét kapcsolt kapacitású struktúrát tárgyalnám, feltétlenül ki kell térni az eredeti folytonos idejű kapcsolásokra, mert azok tulajdonságai öröklődnek a végső diszkrét idejű szűrőbe. A tervezés első fázisában a méretezést ezekre a kapcsolásokra célszerű elvégezni és nagyban segítik a kapcsolt kapacitású struktúra működésének a megértését. A következőkben bemutatott módszerek segítségével terveztem meg a mellékletben csatolt négy szűrőkapcsolást.

3.1. Szűrők realizálása

A szűrők megvalósításának évszázados módszere a diszkrét passzív alkatrészekből összeállított hálózat. Számos előnye ellenére (kis zaj, tetszőleges feszültség szintek, nagyfrekvenciás működés, minimális teljesítményvesztés) a modern mikroelektronikában változatlan formában nem használható, mivel jelentős hátrányai vannak. Az induktivitás monolit megvalósítása nagy helyet igényel és a jósági tényezője rossz. Az integrált technológiában induktivitás nélkül célszerű megkonstruálni a szűrőt. Induktivitás nélkül viszont a konjugált komplex póluspárok csak ellenállásokkal és kapacitásokkal nem valósíthatók meg[9]. A megoldást az aktív szűrő nyújtja, amely műveleti erősítők, kapacitások és ellenállások megfelelő összekapcsolásával adja a karakterisztikát, ezért szokás aktív-RC szűrőnek is nevezni. A konjugált komplex párok a visszacsatolásnak köszönhetően realizálhatóvá válnak.

Egy magasabb rendű átviteli függvény esetén az alkatrészértékek és az átviteli függvény együttműködésének megfeleltetése bonyolulttá és hosszadalmassá válik. Ezért az átviteli függvényt általában másodfokú tagokra bontják és ezeket valósítják meg úgynevezett biquad áramkörökkel, amelyeket kaskád vagy párhuzamos kapcsolásba kötnek.



17. ábra. Sallen-Key alaptag

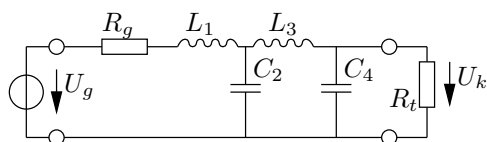
A másodfokú tag átvitelét megvalósító hálózatoknak számos fajtája létezik, alapeleme mind-egyiknek vagy a műveleti erősítő, amit invertáló (Tow-Thomas biquad, Åckerberg-Mossberg biquad, stb.) és neminvertáló (Sallen-Key alaptag (17. ábra)) kapcsolásban is használnak, vagy a transzkonduktancia erősítő (OTA: Operational Transconductance Amplifier), ami a $g_m - C$ (transzkonduktancia- C) szűrők építőeleme, amit a távközlésben középfrekvenciás szűrőnek

használnak[3]. Páratlan rendszám esetén a maradék elsőfokú kifejezést egy elsőfokú alaptaggal realizálják. A másodfokú alaptagokra bontás az eredő átvitelt nem befolyásolja, viszont felmerül a kérdés, hogy a tagok sorrendje milyen hatással van a működésre. Természetszerűleg az átvitelt nem befolyásolja, a megvalósítható dinamika és az eredő zaj szempontjából viszont meghatározó a tagok sorrendje. A tagok között a Q jóság alapján teszünk különbséget. A magasabb Q -val rendelkező tagok zajosabbak, ezért a láncban hátrébb foglalnak helyet. További fontos szempont az adott alaptag esetén az alkotóelemek fizikai megvalósítása során keletkező eltérésekkel szembeni tolerancia, ami szintén a Q jósággal mutat összefüggést.

3.1.1. Létrahálózatos LC topológia

Induktivitásokat monolit technikával csak nehezen és igen korlátozottan tudunk előállítani. Ennek ellenére ebből a topológiából kiindulva jó minőségű kapcsolt kapacitású szűrőket tudunk előállítani, amint azt a későbbi fejezetekben tárgyalni fogom.

Az LC szűrők koncentrált paraméterű induktivitásokból, kapacitásokból és lezáró ellenállásokból álló passzív hálózatok. Szokásos kapcsolási elrendezésük az átmenő földvezetékű létrahálózat. Egy ilyen struktúra látható a 18. ábrán.



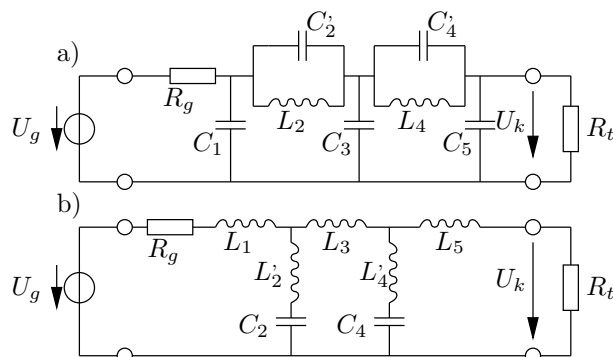
18. ábra. Egyszerű létrahálózatos LC szűrő

Az ezen ábrán látható hálózat csak pólusokból álló átviteli függvényt valósít meg. A pólusok n száma megegyezik a reaktáns elemek számával. Ha a megvalósítandó referens aluláteresztő hálózat átvitelének zérusai is vannak, akkor a kapcsolás előrevezető ágát párhuzamos, vagy a föld felé vezető ágát soros rezgőkörre kell kiegészíteni. Így a rezonanciafrekvencián megszűnik a hálózat átvitele, tehát létrejön egy zéruspár. A Cauer approximáció referens aluláteresztő szűrője ennek megfelelően a 19. ábra szerinti felépítésű.

Az LC szűrő minimális számú alkatrészből épül fel, kedvező toleranciaérzékenységű, tápfeszültséget nem igényel, belső zaja kicsi, ugyanakkor az induktivitások megvalósítása viszonylag drága, helyfoglalása nagyobb, mint az RC elemeké, mágneses zavaró jelekre érzékeny, és a kivezérelhetőséget a vasmag nemlinearitása korlátozza.

3.1.2. Tow-Thomas biquad topológia

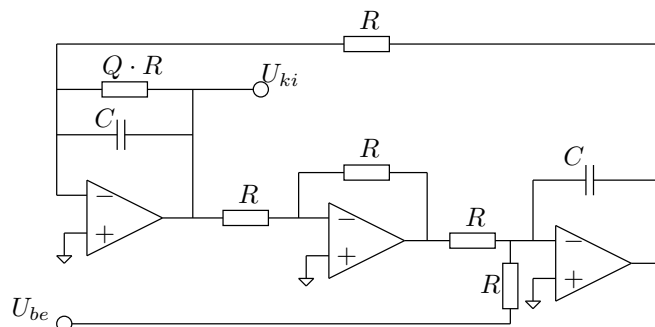
Az aktív RC szűrők használata számos előnnyel jár. Nincs szükségünk induktivitásokra tetszőleges átvitel megvalósításához. Ezzel a passzív szűrők legkényelmetlenebb részét sikerült kiküszöbölni, mert ez foglalja el a legtöbb helyet az áramkörben, és ez az elem a legdrágább is. A

19. ábra. Elliptikus referens aluláteresztő passzív LC megvalósítása

legegyszerűbb aktív RC szűrőkapcsolás az úgynevezett Salen-Key kapcsolás. Ebben még csekély kompenzáció van, enyhébb kritériumoknak megfelelő szűrőket lehet vele igazán jól megvalósítani.

Szigorúbb specifikációk teljesítésére alkalmasak a biquad áramkörök. Ez a kapcsolástechnika hatalmas irodalommal rendelkezik, ezért nem lehet róla teljesen átfogó képet adni, de néhány alapelv megfogalmazható, hogy általában mit várunk el egy biquad áramkörtől.

- Redukáljuk a lehető legkisebbre a passzív elemek értékeinek tartományát, vagyis a legnagyobb és legkisebb elemértékek közötti különbségeket minimalizáljuk.
- Kevésbé legyen érzékeny az elemértékek szórására. Mind a passzív, mind az aktív elemekére.
- A szűrő legtöbb paraméterét (pólus és zérus jósági tényezőjét, pólus és zérus frekvenciáját és az átviteli függvény erősítését) egymástól függetlenül tudjuk hangolni.
- A biquad tervezésénél a kapacitások értékét szabadon választhassuk meg, a szűrő paraméterei pedig majd meghatározzák az így adódó ellenállás értékeket. Ennek diszkrét esetben anyagi jelentősége van, mert a kapacitások drágábbak az ellenállásoknál, integrált áramköri szempontból pedig a kapcsolt kapacitású megfeleltetésnél lesz nagy jelentősége.



20. ábra. Tow-Thomas biquad kapcsolás

A tervezéshez a Tow-Thomas biquadot választottam. Ennek zavar- és elem értékekből adódó szórásérzékenysége jó, valamint egyszerűen méretezhető. A másik előnye a topológiájából adódik,

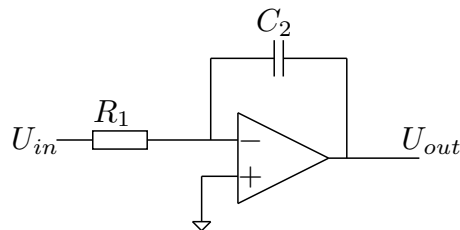
amit a kapcsolt kapacitású technikával lehet kihasználni, ezt a 3.2.2.-es fejezetben részletesen is kifejtem.

3.2. Kapcsolt kapacitású szűrők realizációja

Néhány kapcsolási struktúra esetében lehetőség van arra, hogy kihasználjuk a kapcsolt kapacitású hálózatok tulajdonságai. Az egyik ilyen tulajdonság a már korábban említett switch sharing. Ekkor ha két kapacitás egymás felé néző fegyverzetei ugyanabban a fázisban kapcsolódnak, akkor kapcsoló tranzisztorokat spórolhatunk meg. A másik jelentős tulajdonság, hogy a hálózat viselkedése szempontjából negatív ellenállásként viselkedő elemeket tudunk megvalósítani a 33.b) ábrán látható ellenfázisban járatott földfüggetlen kapcsolt kapacitású elemekkel[12]. Ennek segítségével és alkalmas megfeleltetéssel műveleti erősítőket spórolhatunk meg, ami a kevesebb aktív elemnek köszönhetően alacsonyabb fogyasztást fog eredményezni.

3.2.1. Létrahálózatos LC megfeleltetés

Kapcsolt kapacitású integrátor. A létrahálózatos LC kapcsolt kapacitású hálózatként való megfeleltetéséhez először ki kell térni a hagyományos RC integrátor megfeleltetésére.



21. ábra. Hagyományos RC integrátor

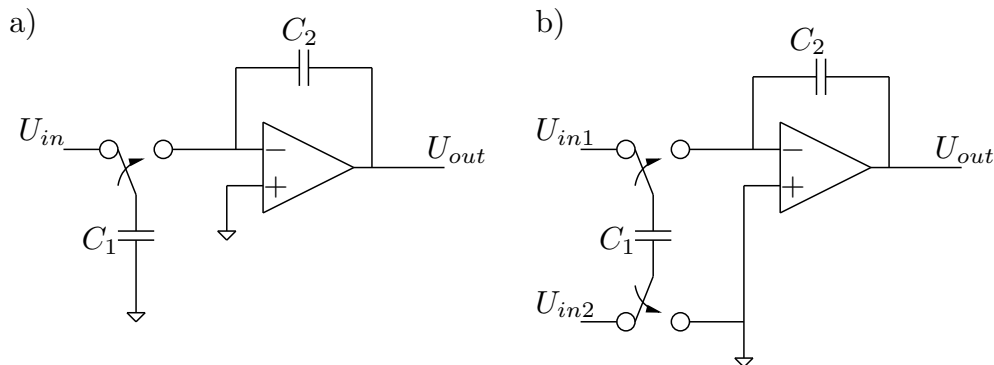
A 21. ábrán látható integrátor átviteli függvénye:

$$H(\omega) = -\frac{\omega_0}{j\omega} \quad (44)$$

ahol $\omega_0 = \frac{1}{R_1 C_2}$ az integrátor sávzélessége. Az integrátor kapcsolt kapacitású változata a 21.a) ábrán látható. Egyszerűen lecseréltük az R_1 ellenállást a C_1 kapacitásra, ekkor a kapcsolt kapacitású integrátor sávzélessége:

$$\omega_0 = \frac{1}{R_{eff} C_2} = f_c \cdot \left(\frac{C_1}{C_2}\right) \quad (45)$$

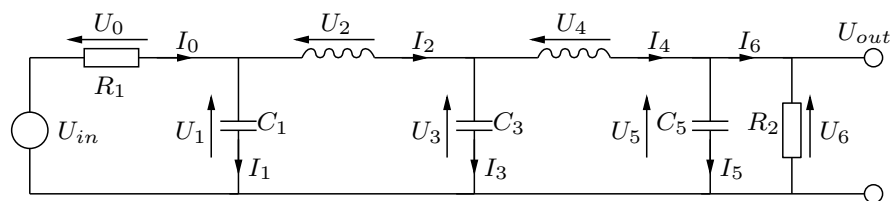
Látható, hogy a kapcsolt kapacitású integrátor sávzélességét a kapacitások arányával tudjuk beállítani, amit a monolit technikában nagy pontossággal tudunk előállítani[7]. Differenciális bemenetű integrátort is könnyen tudunk készíteni kapcsolt kapacitásokkal, ez látható a 22.b) ábrán. Ekkor C_1 a két bemenet különbségére töltődik az órajelperiódus első felében. Amikor C_1 felső kapcsa a műveleti erősítő bemenetére, alsó kapcsa a földre kapcsolódik, $Q_t = C_1(U_{in1} - U_{in2})$ töltést fog tartalmazni.



22. ábra. a) egyszerű b) differenciális bemenetű kapcsolt kapacitású integrátor

A jelfolyam gráf. A létrahálózatok tervezésének az egyik legkényelmesebb módja, ha a hálózatot differenciálegyenletekkel írjuk le, aminek egy képszerű leírására szolgál a jelfolyam gráf. A gráf hasonlóan az áramkör kapcsolási rajzához csomópontokat tartalmaz mind a feszültségekhez, mind az áramokhoz[17]. A csomópontokat összekötő ágak reprezentálják az áramkör minden egyes elemének az átviteli függvényét. Rendszerint az adott áramkörnek több helyes jelfolyam gráf reprezentációja van, amelyek különböző áramköri megvalósításokat igényelnek. A cél az, hogy úgy alakítsuk át a jelfolyam gráfunkat, hogy a létrejövő reprezentációt realizálni tudjuk kapcsolt kapacitású technikával. Egy egyszerű mód egy hálózat gráfjának meghatározására, ha minden feszültséghez és minden áramhoz létrehozunk egy csomópontot, majd összekötjük őket egymással a megfelelő impedanciákkal, vagy admittanciákkal. Ezek meghatározásához a Kirchoff csomóponti potenciálok és a hurokáramok módszerét kell használni. Számos módszer és szabály található az irodalomban[23] arra, hogy a gráfunkat le tudjuk redukálni a megfelelő formára.

Aluláteresztő csak pólusokból álló létrahálózat tervezése. A korábban ismertetett eszközök segítségével az átláthatóság kedvéért egy ötödfokú csak pólusokból álló aluláteresztő LC szűrő kapcsolt kapacitású szűrővé való alakítását mutatom be.



23. ábra. Ötödfokú, csak pólusokból álló aluláteresztő LC szűrő

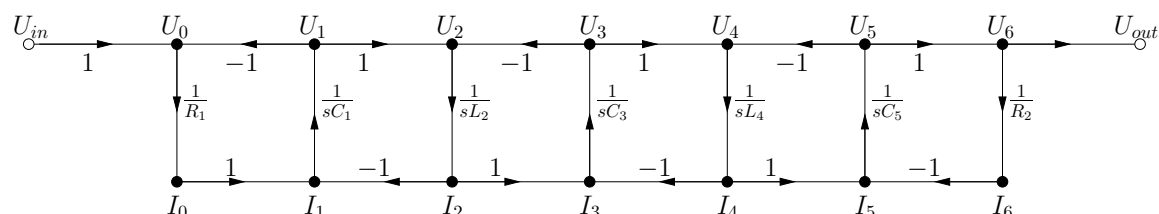
A 23. ábrán látható az átalakítandó kapcsolás, amin minden feszültség és áram, valamint az elemek paraméteres értéke fel van tüntetve. Az összes csomóponti és hurokegyenlet csak integrátorokat tartalmaz:

$$U_0 = U_{in} - U_1; I_0 = \frac{U_0}{R_1}; I_1 = I_0 - I_2; U_1 = \frac{1}{sC_1} I_1; U_2 = U_1 - U_3; I_2 = \frac{1}{sL_2} U_2; I_3 = I_2 - I_4$$

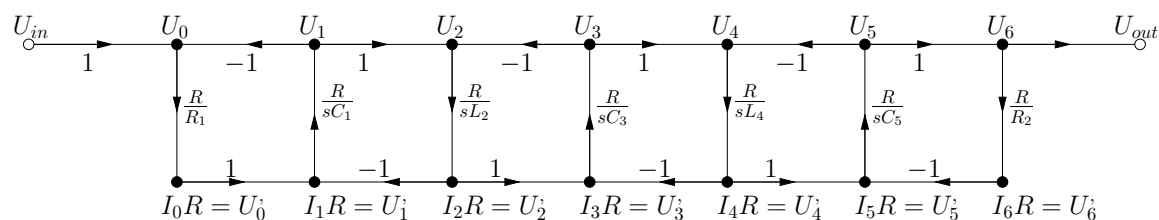
$$U_3 = \frac{1}{sC_3} I_3; U_4 = U_3 - U_5; I_4 = \frac{1}{sL_4} U_4; I_5 = I_4 - I_6; U_5 = \frac{1}{sC_5} I_5; U_6 = U_5; I_6 = \frac{U_6}{R_2}; U_{out} = U_6$$

Ezeket az egyenleteket reprezentáló gráf a 24.a) ábrán látható. A jel útjával definiálhatjuk a csomópontokat (feszültség és áram). Minden nyílra ráírtam azt a faktort, amivel az egyik csomópont a másikra hat, ez tulajdonképpen az adott út erősítése. Ha egy csomópontnak több bemenete van, akkor azt úgy kell tekinteni, hogy összegződnek a bejövő jelek. Ebben a gráfban az áramokat reprezentáló csomópontok integrálásokat eredményeznek, amiknek mindkét oldalán feszültség és áram van. A valóságban feszültség vezérelt feszültség forrásokat (műveleti erősítőket) akarunk használni integrátornak. Elengedhetetlen, hogy az áram csomópontokat feszültség csomópontokká transzformáljuk. Ezt úgy érhetjük el, hogy az áram csomópontokat egy R ellenállás paraméterrel bővítjük, így ezután az I_i áramot a $U_i = RI_i$ feszültség fogja reprezentálni. Természetesen, hogy ne változzon a feszültség és áram csomópontok közötti viszony, az erősítési faktort is bővíteni kell egy R paraméterrel (24.b) ábra).

a)



b)

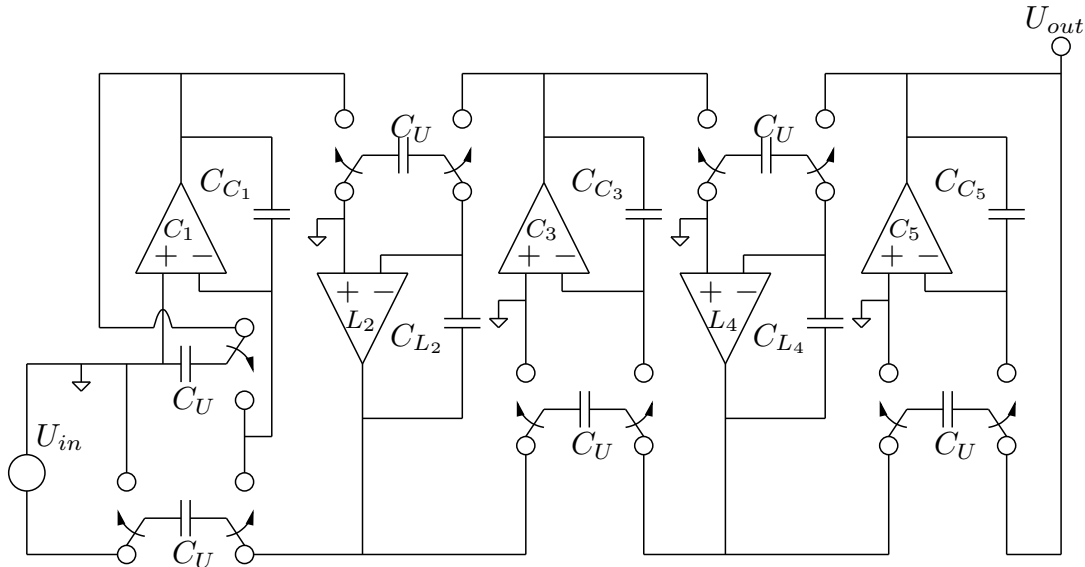


24. ábra. A jelfolyam diagramja az ötödfokú csak pólusokból álló létrahálózatnak

A kapacitások miatt kompromisszumra kényszerülünk, mert ott a nevezőbe került R miatt a szűrő dinamika tartománya változik. Általában jó kompromisszum, ha R értékét 1Ω -ra választjuk, ekkor az integrátorok időállandóit az eredeti L és C értékek határozzák meg[10]. A paraméterbővítéssel a lezárások is megváltoztak ($\frac{R}{R_1}, \frac{R}{R_2}$). R_1 és R_2 optimális megválasztása nagyon sok paramétertől függ, most az egyszerűség kedvéért ezeket is 1Ω -nak veszem.

A létrejött 24.b) gráf, csak egy a számtalan megoldás közül, például differenciáló tagokkal is meg lehetett volna oldani, de ez a változat felel meg a legjobban a kapcsolt kapacitású megvalósíthatóságnak. A gráfon látszik, hogy az alap építő elem a 22.b) ábrán látható differenciális in-

tegrátor. Ha öt ilyen integrátort a jelfolyam gráfon látható módon összekötünk, akkor eredményül a kész kapcsolt kapacitású áramkört kapjuk. Ez a 25. ábrán látható.



25. ábra. Az ötöd rendű csak pólusokból álló aluláteresztő szűrő kapcsolt kapacitású változata

Már csak az egyes elemek értékének a meghatározása maradt hátra. A passzív prototípus értékei a következők: $R_1 = R_2 = R = 1\Omega$, C_1, L_2, C_3, L_4 és C_5 . A kapcsolt kapacitású szűrőben konzekvensen használva a jelöléseket: $C_{C_1}, C_{L_2}, C_{C_3}, C_{L_4}$ és C_{C_5} . C_u az integrátor fix kapacitása, amivel a korábban látható módon a kapacitásarányt be tudjuk állítani. Így a paraméter egyenletek:

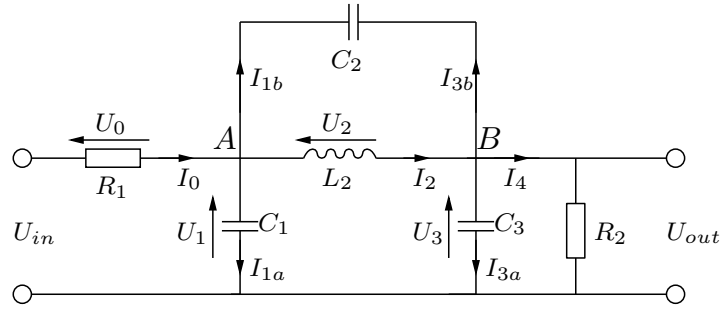
$$\frac{C_{C_1}}{C_u} = \frac{f_c C_1}{\omega_{c0}}, \frac{C_{L_2}}{C_u} = \frac{f_c L_2}{\omega_{c0}}, \frac{C_{C_3}}{C_u} = \frac{f_c C_3}{\omega_{c0}}, \frac{C_{L_4}}{C_u} = \frac{f_c L_4}{\omega_{c0}}, \frac{C_{C_5}}{C_u} = \frac{f_c C_5}{\omega_{c0}}$$

ahol ω_{c0} a szűrő vágási frekvenciája, f_c a kapcsolt kapacitások kapcsoló frekvenciája.

Zérus hozzáadása. Zérus bevitele a rendszerbe sok approximáció megvalósítása miatt fontos. Zérus hozzáadása az RLC aluláteresztő prototípushoz a korábban már ismertetett módon nagyon egyszerű. A most következőkben egy harmad rendű szűrőn mutatom be, hogy lehet a kapcsolt kapacitású struktúrába zérust bevinni. A prototípus a 26. ábrán látható.

A C_2 -vel bevitt zéruspont a $C_2 L_2$ párhuzamos rezgő kör rezonancia frekvenciája, ami $\omega_{zero} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$. A jelfolyam gráfja ennek a hálózatnak nem olyan egyszerű, mint a csak pólusos esetben. A gráf meghatározás hagyományos megközelítése csak a folytonos idejű aktív RC hálózattal történő realizáláshoz használható, mivel feszültség-osztókat tartalmaz. Ez nem kívánatos a kapcsolt kapacitású implementációba, mert további műveleti erősítőket igényelne.

Olyan kapcsolt kapacitású szűrő tervezéséhez ami tartalmaz zérust nem kellene további műveleti erősítők, vizsgáljuk meg azokat a műveleteket, amiket a létra struktúrába illesztett kapacitás okoz. A 26. ábrán látható kapcsoláson a feszültségek és az áramok be vannak jelölve. Használjuk



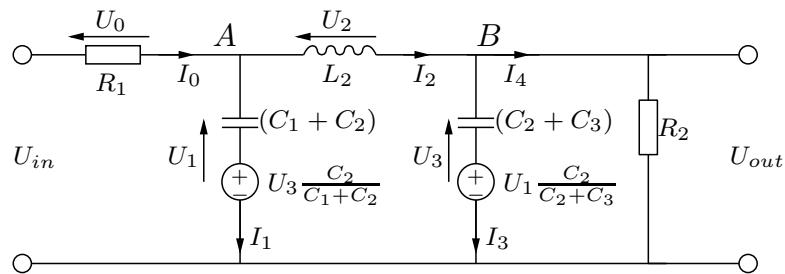
26. ábra. Harmad rendű elliptikus aluláteresztő szűrő

Kirchoff áram törvényeit az A és B csomópontokra. A következő egyenletek a C_2 áramkörbeli funkciójának megértését segítik:

$$V_1 = \frac{I_0 - I_2}{s(C_1 + C_2)} + V_3 \left(\frac{C_2}{C_1 + C_2} \right) \quad (46)$$

$$V_3 = \frac{I_2 - I_4}{s(C_2 + C_3)} + V_1 \left(\frac{C_2}{C_2 + C_3} \right) \quad (47)$$

Ezek szerint C_2 úgy viselkedik, mint egy olyan elem, ami az U_3 -ra és az U_1 -re szintén hat oda-vissza. Ez látható szimbolikus jelöléssel a 27. ábrán.

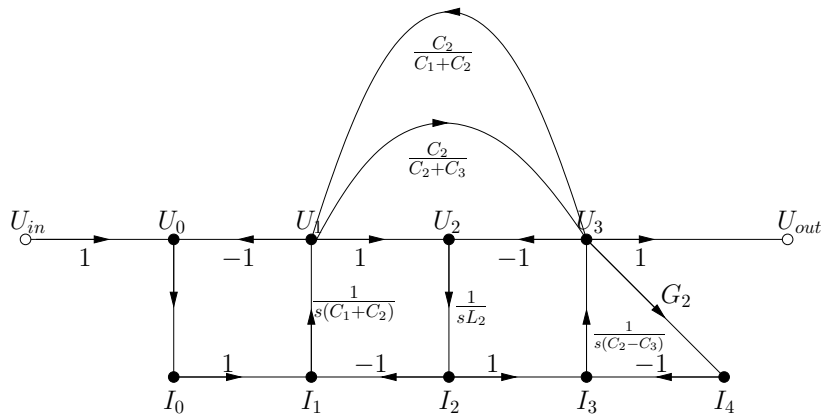


27. ábra. A harmad rendű elliptikus aluláteresztő szűrővel ekvivalens kapcsolás

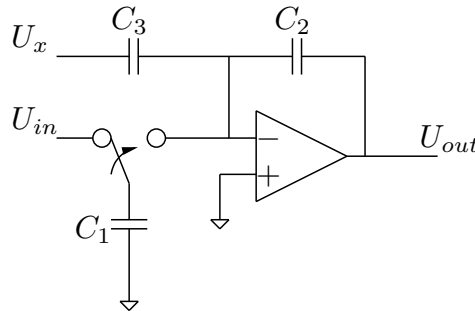
Zérus pár implementálásához az integrátor időállandóját szükséges változtatni, amit a sönt kapacitás reprezentál a kapcsolásban. A dolgunk annyi, hogy létrehozunk egy oda- és egy visszacsatoló ágat, ami tökéletesen szimulálja a kapacitásunkat.

A kapcsolt kapacitású implementációban az integrátor időállandóját könnyen meg tudjuk változtatni a kapacitás-arányának megváltoztatásával. Azonban az új ágak, amik összekötik U_1 -et és U_2 -t (28. ábra), ismét problémát vetnek fel, ugyanis mindkettő feszültség egy-egy műveleti erősítő kimenete, és úgy tűnik, hogy nem lehet megoldani csak járulékos műveleti erősítő hozzáadásával.

A 29. ábrán látható kapcsolás segítségével lehet megoldani a problémát felesleges műveleti erősítő hozzáadása nélkül. Az áramkör egyszerű mintavételezett integrálást hajt végre az U_{in} bemeneten, és emellett az U_x bemenetet folytonosan szorozza egy konstanssal, majd hozzáadja a kimeneten U_{in} -hez.



28. ábra. A harmad rendű elliptikus aluláteresztő szűrő jelfolyam gráfja



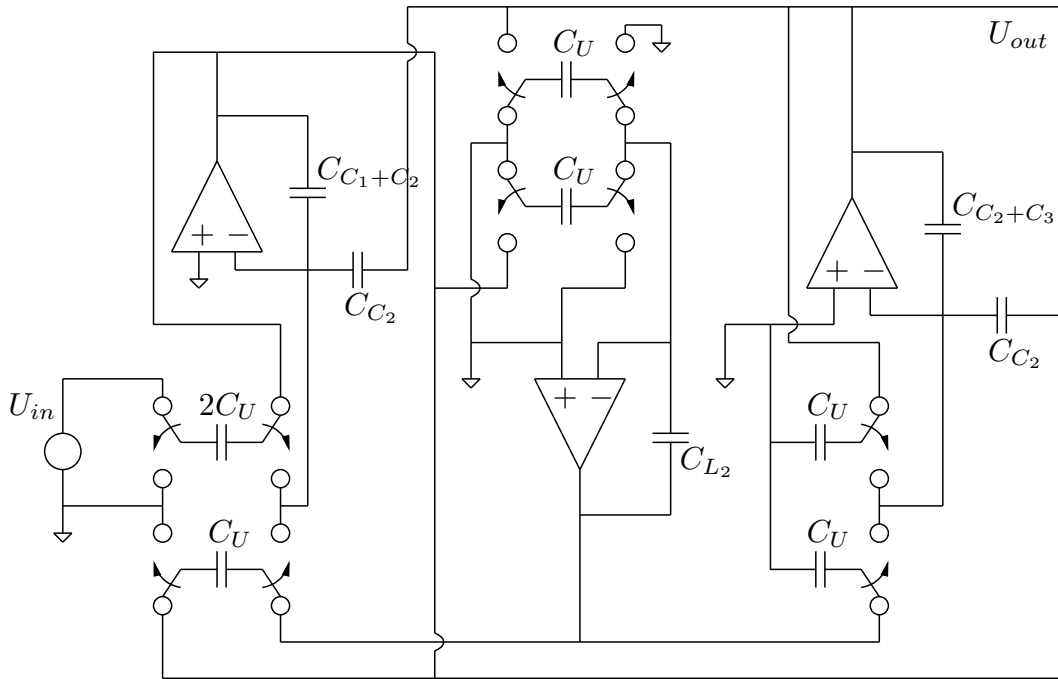
29. ábra. Kapcsolt kapacitású integrátor/összeadó

Mivel C_2 -nek és C_3 -nak is az egyik oldala a műveleti erősítő virtuális föld pontján van, ezért C_3 töltése $Q_3 = C_3 U_x$, valamint a kimenet

$$U_{out} = -\frac{Q_3}{C_2} = -\left(\frac{C_3}{C_2}\right) U_x \quad (48)$$

Habár az összegzés folytonos, a szűrőben U_x egy másik integrátorból származik, aminek a kimenete csak minden órajel-periódusban egyszer változik. Az integrátor/összegezőt használva a hagyományos integrátorok helyén C_1 -hez és C_3 -hoz (most $(C_1 + C_2)$ és $(C_2 + C_3)$ a 27. ábrán), hozzá adtuk a szükséges kiegészítéseket az U_1 és U_3 csomópontokhoz. Mivel az összegzések előjel váltásokat okoznak, ezért kis módosításokat kell a jelfolyam gráfon eszközölni. Például, ha U_1 csomópont egy műveleti erősítő kimenete, akkor egy olyan faktort kell beiktatni, hogy az U_3 -al ellentétes előjele legyen a jelfolyam gráfban.

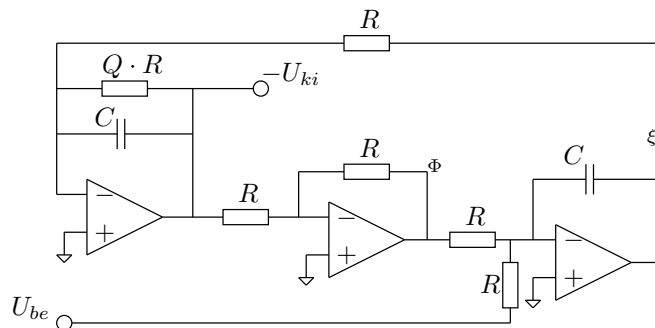
A most ismertetett módszerrel úgy tudunk zérust bevinni a rendszerbe, hogy a kapcsolásunkat a csak pólusokból állóhoz képest csak kicsit kell megváltoztatni. Az RLC prototípus négy energiatároló elemet tartalmazott, a végső 30. ábrán látható kapcsolt kapacitású kapcsolás pedig csak három műveleti erősítőt.



30. ábra. Harmad rendű elliptikus kapcsolt kapacitású aluláteresztő szűrő

3.2.2. Tow-Thomas biquad megfeleltetés

Az alap Tow-Thomas topológiával megtervezett hálózat alacsony vágási frekvenciáknál nem realizálható egy az egyben, mert ha a kapacitások értékeit le is csökkentjük a megvalósítható tartományba, az így adódó $M\Omega$ és $G\Omega$ nagyságú ellenállásokat még HRS¹[1] technikával sem lehet realizálni. Ha ezeket az ellenállásokat le is szimuláljuk kapcsolt kapacitásokkal, még akkor is probléma, hogy egy műveleti erősítővel több van, mint ahányad fokú a szűrő, ami felesleges fogyasztást eredményez[6]. Az áramkör alkalmas átalakításával ezen változtatni lehet.



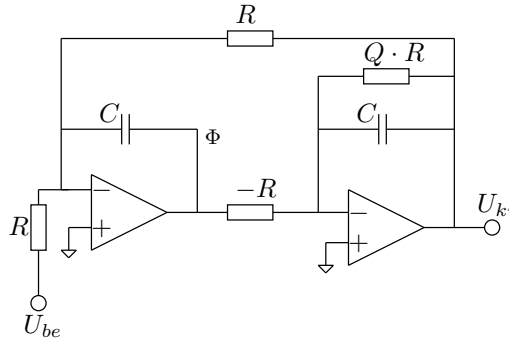
31. ábra. Tow-Thomas biquad

A 31. ábrán látható kapcsolás középső fokozata egy inverzáló alapkapsolás. Ez az $\frac{R}{R}$ arány miatt egy -1 -es szorzó, vagyis olyan, mintha a mögötte lévő ellenállás negatív értékű lenne. Ezt figyelembe véve és a hálózatot átrajzolva a következő hálózat adódik.

¹Speciális polyszilícium réteg, amivel nagy értékű ellenállás valósítható meg (high resistive poly)

Az eredeti Tow-Thomas átviteli függvénye:

$$\begin{aligned}
 \frac{U_{ki}}{R} - \frac{\phi}{R} &= 0 \\
 U_{ki} &= \phi \\
 \frac{U_{ki}}{\frac{1}{sC}} + \frac{U_{ki}}{Q \cdot R} - \frac{\xi}{R} &= 0 \\
 U_{ki} \left(sCR + \frac{1}{Q} \right) &= \xi \\
 -\frac{\phi}{R} - \frac{U_{be}}{R} - \frac{\xi}{\frac{1}{sC}} &= 0 \\
 -\frac{U_{ki}}{R} - \frac{U_{be}}{R} - U_{ki} \left(sCR + \frac{sC}{Q} \right) &= 0 \\
 -U_{be} &= U_{ki} \left(s^2 C^2 R^2 + \frac{sCR}{Q} + 1 \right) \\
 \frac{U_{ki}}{U_{be}} &= -\frac{1}{s^2 C^2 R^2 + \frac{sCR}{Q} + 1}
 \end{aligned} \tag{49}$$



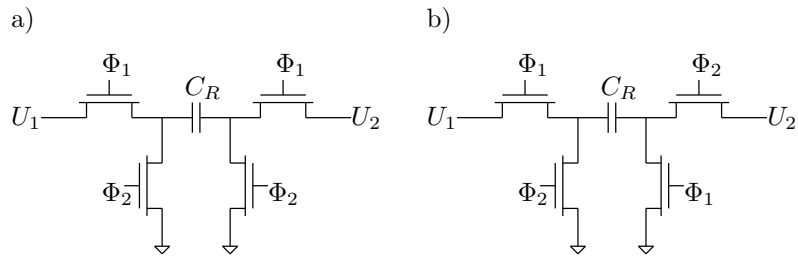
32. ábra. Átalakított Tow-Thomas biquad

Az átalakított kapcsolás átviteli függvénye:

$$\begin{aligned}
 \frac{\phi}{R} - \frac{U_{ki}}{\frac{1}{sC}} - \frac{U_{ki}}{Q \cdot R} &= 0 \\
 \phi &= U_{ki} \left(sCR + \frac{1}{Q} \right) \\
 -\frac{U_{be}}{R} - \frac{\phi}{\frac{1}{sC}} - \frac{U_{ki}}{R} &= 0
 \end{aligned}$$

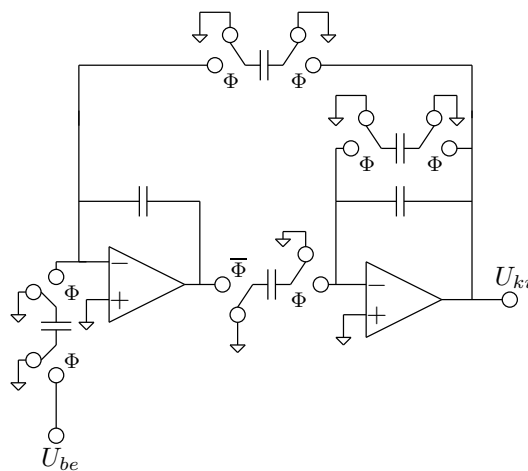
$$\begin{aligned}
 -\frac{U_{be}}{R} - U_{ki} \left(s^2 C^2 R + \frac{sC}{Q} + \frac{1}{R} \right) &= 0 \\
 -U_{be} &= U_{ki} \left(s^2 C^2 R^2 + \frac{sCR}{Q} + 1 \right) \\
 \frac{U_{ki}}{U_{be}} &= -\frac{1}{s^2 C^2 R^2 + \frac{sCR}{Q} + 1} \tag{50}
 \end{aligned}$$

Látható, hogy a két átvitel megegyezik, tehát az átalakítás megfelelő. Ez azért előnyös, mert a negatív ellenállást a hálózat felé ellenütemben kapcsolt kapacitással lehet szimulálni (33.b) ábra).



33. ábra. Négytranzisztoros kapcsolt kapacitás, amely a) pozitív b) negatív ellenállást valósít meg

Ezzel a teljes kapcsolt kapacitású biquad egy műveleti erősítővel kevesebbet tartalmaz, mint az eredeti Tow-Thomas kapcsolás, így annyi műveleti erősítőre van szükség, ahányad rendű a szűrő.



34. ábra. Kapcsolt kapacitású biquad

4. Szimuláció

Minden esetben, amikor egy integrált áramkört tervezünk, gyártás előtt szimulációkat kell végezni a félvezető gyár által adott HIT-KIT-ekkel. Ezek tartalmazzák a gyártó által készített eszközök paramétereit, és a gyártó vállalja is, hogy minden körülmény között az általa legyártott pl. MOS tranzisztor olyan paraméterekkel fog rendelkezni, amit a HIT-KIT-ben megadott. Ez kulcsfontosságú az analóg integrált áramkörök tervezésekor.

A tervezéshez a Cadence tervezőrendszerét használtam, szimulációs motornak pedig a Mentor Graphics ELDO[13][14] nevű szimulátorát, valamint a Cadence Spectre[2] szimulátorát felváltva, attól függően, hogy az adott problémára melyik volt a gyorsabb, megfelelőbb. Szerencsére az alapvető tranzisztor modellek mindkettő szimulátorhoz a rendelkezésemre álltak, az Austria Microsystem 370-es HIT-KIT-jét használtam.

A kapcsolt kapacitású áramkörök egyik legnagyobb problémája, hogy csak tranziens analízis futtatható rajtuk. Ez annak köszönhető, hogy a kapcsolt kapacitások kapcsolóit pulzusgenerátorokkal kell meghajtani, ezzel lehet elérni a megfelelő viselkedést, azonban AC analízis során ezek a források dezaktivizálódnak, így az ekvivalens ellenállások helyén teljesen rossz ellenállások lesznek, és a kapott AC eredmény értékelhetetlen lesz.

4.1. Makromodellek, diszkrét idejű szimulátorok

A gyakorlatban a legelterjedtebb szimulálási mód az, ha a kapcsolt kapacitásokat makromodellekkel helyettesítjük. Egy ilyen makromodelt valamilyen harverleíró nyelvben szokás leírni, és a tervező rendszerek tartalmazznak is ilyeneket. Az én esetemben is a Cadence tervező rendszer tartalmazott kapcsolt kapacitású modelleket, amikkel már működött az AC analízis, azonban ezekkel a modellekkel az a probléma, hogy miután valamilyen harverleíró nyelvben íródott, az én esetemben Verilogban, teljesen ideális, vagyis a szimulációban nem szerepelnek a gyártó által megadott tranzisztor paraméterek. Ezzel csak jellegre lehet egy szűrő működését meghatározni, de a pontos analízishez nem megfelelő.

Néhány neves külföldi egyetemen teszt IC gyártásával, és annak bemérésével vizsgálták a pontos működést, majd ha olyan eltérést tapasztaltak, ami már nem volt korrigálható a kapcsoló-frekvenciával, módosították a kapcsolást. Erre nekem nem volt lehetőségem, ezért egy másik módszert kellett keresni.

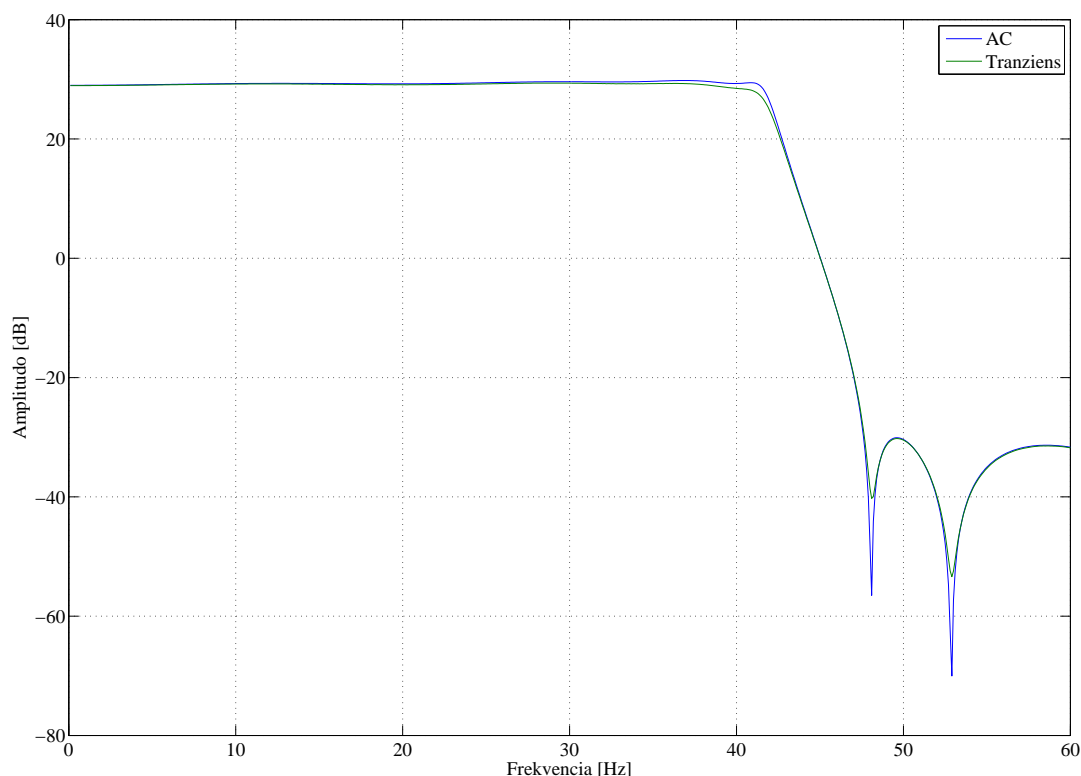
A Columbia egyetemen fejlesztik a Switcap[20] nevű programot, amivel kimondottan kapcsolt kapacitású hálózatokat lehet szimulálni. Ezzel a szimulátorral már pontosabb eredmény kapható, mint a makromodellek használatával, de ezzel továbbra is csak jellegi eredményeket kaphatunk, mert nem tudjuk figyelembe venni a másodlagos hatásokat (pl. nemlineáris kapcsoló ellenállás, töltés újramegosztás, slew-rate limit² és back-gate bias effekt³)

² A műveleti erősítő kimenetének maximális jelváltozási sebessége

³ Body effekt, ennek köszönhetően a küszöbfeszültség nem állandó

4.2. AC válasz meghatározása tranziens analízisből

Hálózatelméletből ismert, hogy ha egy hálózatot adott frekvenciakomponensű gerjesztéssel gerjesztjük, és az így kapott választ Fourier transzformáljuk, akkor a kapott spektrumban a gerjesztés frekvenciájához tartozó amplitúdót megkapjuk[8]. Ebből az alapgondolatból indultam ki. Ha elvégezzük a tranziens szimulációkat úgy, hogy a bemeneten minden szimuláció után sweepel egyet a szinuszgenerátor frekvencia paramétere, akkor az így kapott transzformált válaszokból összeállítható az amplitúdókarakterisztika. Ez tulajdonképpen egy brute-force megoldása a problémának. Elméletileg a kapott "AC analízis" felbontása a tranziens analízisek során használt sweep nagyságának változtatásával tetszőlegesen változtatható. Ennek sajnos az az ára, hogy hatalmas számítási mennyiséget kell elvégezni, és ez nagyon sokáig tart. Amennyire lehetett párhuzamosítottam a szimulációt. Először a módszer helyességét az ekvivalens ellenállások helyére berakott valódi ellenállásos hálózattal végeztem, hogy legyen referenciám, amivel össze tudom hasonlítani a kapott eredményt. Ezt az analízist az ELDO-val végeztem, és a mellékletben található az a bash és tcl script, ami a szimulációt futtatta. A számításigény nagyságát mutatja, hogy 0.1Hz -től 60Hz -i 0.1Hz -es lépésekkel a laborban található pentium 4-es számítógépek közül 12 darab másfél óran keresztül számolt párhuzamosan. Az eredmény a 35. ábrán látható.



35. ábra. AC és tranziens analízisből meghatározott átvitel

Látható, hogy az eredmény gyakorlatilag megegyezik az AC analízissel kapott válasszal, de az is

látható volt, hogy ha ellenállások helyett a kapcsolt kapacitású elemeket rakom a hálózatba, akkor már nem lesz elég a labor összes tár és számítási kapacitása sem együtt, mert a kapcsoló-frekvencia 5kHz, ami lényegesen nagyobb, mint a szimulált bemeneti frekvencia. A pontos végeredményhez az kell, hogy a hálózat a kezdeti tranziens állapotból állandósult állapotba kerüljön, ezért eleve a tranziens szimulációt több, mint egy periódusig kell futtatni, valamint a szimulátorba megvalósított DFT⁴ függvény rekurzív módon van megvalósítva, így a pontossága nagyban függ a periódusok számától. Ennek ellenére megpróbáltam elindítani egyetlen frekvenciára a szimulációt, hogy nagyságrendileg lássam, hogy mennyire leküzdhetetlen az adott számítás. A nyolcad fokú elliptikus biquad szűrőkapcsolásban, amivel az eredeti ellenállásos tranziens szimulációt is végeztem, egyetlen ellenállást cseréltem le, és a labor 4 processzoros szerverén indítottam el. Amikor csak ellenállás volt a hálózatban, akkor egy frekvencia-komponens szimulálása átlagosan 30 másodpercig tartott, és 300MB adatot eredményezett, ezért a mellékletben csatolt scripteken látható, hogy minden szimuláció után azonnal feldolgoztam az adott szimulációt, kiírtam a két számszerű eredményt egy fájlba, és töröltem a tranziens adatokat. Amikor már egy kapcsolt kapacitás is a hálózatban volt, 15 perc után sem jutott el a 10%-áig a szimulációnak, és 3GB adatot hozott létre addig. Ezzel be kellett látnom, hogy ez a módszer kapcsolt kapacitások esetében csak elméletileg járható.

4.3. Periodikus kisjelű analízis

A problémát végül a periodikus kisjelű analízissel sikerült megoldanom. Az alapgondolata ennek az analízisnek az, hogy egy igen kis szakaszon meghatározom a munkapontot, és ott végzem el a kisjelű analízist, majd ennek eredményével tovább lépve periodikus iterációval állítom elő az átviteli függvényt. Az egész analízis ideje alatt az órajel aktív, és mivel tranzisztor szinten szimulál a rendszer, ezért a másodlagos hatások is számításba kerülnek. A végeredményt több számítás is megelőzi.

Ezt az analízist a Cadence Spectre szimulátorával végeztem, mert csak ez a szimulátor támogatja azt a paraméterezési lehetőséget, amit a netlistában használnom kellett. A szabványos netlista Spectre specifikus kiegészítései valamint a vezérlő scriptek a mellékletben megtalálhatóak.

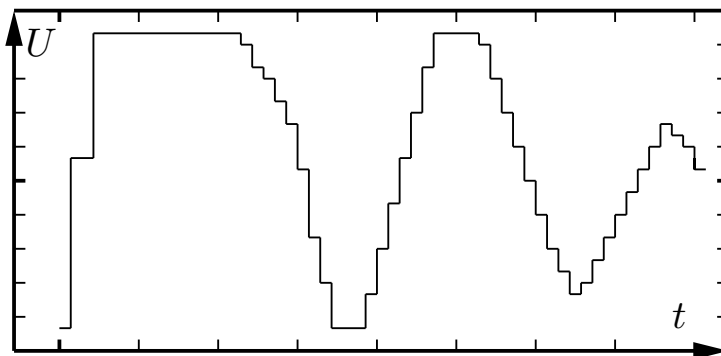
4.3.1. PSS analízis

Ez az analízis az áramkör steady-state válaszát határozza meg, amikor csak a pulzus generátorok vannak engedélyezve. Ezen analízis eredménye a szűrő kimeneti offset feszültsége, amit a műveleti erősítők offset feszültségeiből és a kapcsolók integrátorokba injektált töltéseiből határoz meg a szimulátor. Ez az analízis előfeltétele a periodikus kisjelű analízisnek, mert ez állítja be periodikus munkapontot. A PSS⁵ analízis hasonlóan egy hagyományos tranziens analízishez, egy inicializáló feltétellel indul. Ha nem adunk meg inicializáló feltételt, akkor a Spectre a DC analízist használja az inicializáló feltételek meghatározására. A DC analízis alatt, a generátorok nem működnek, így az integrátorok nem lesznek visszacsatolva, ezért a kimenetei kiülnek a tápra. Ha az inicializáló feltételeket a DC analízissel határozzuk meg, akkor az a szűrő 36. ábrán

⁴discrete Fourier transform

⁵periodic steady-state

látható torzult kimenetét eredményezi, néhányszor kiül a táp és a föld között, amíg állandósult állapotba kerül. Ez nehézségeket okoz a PSS analízis során. A megoldás az, hogy a PSS analízis számítási pontosság belső problémáit úgy kerüljük meg, hogy a *tsab* paramétert használva eltoljuk a PSS analízis számítási idejének kezdetét. Ez azt eredményezi, hogy a PSS analízis csak akkor kezdi el a steady-state eredmény meghatározását, ha a tranzienst már eljutott *tsab* által definiált pontig. Ha egyszer meghatároztunk a steady-state választ, akkor jelentősen meg tudjuk gyorsítani a következő PSS analízis számításának idejét, ha elmentjük az előző analízis eredményét, és azt használjuk fel a következő analízis inicializáló feltételének. Ennek a végrehajtásához le kell cserélni a *tsab* paramétert *readic* = "%C : r.ic"-re. Így elkerüljük azt, hogy a hosszú *tsab* időt kivárjuk. Ekkor az inicializáló értékeket egy fájlból olvassa ki a szimulátor. A "%C : r.ic" string határozza meg a fájl nevét. A Spectre a %C : r kifejezést lecseréli a bemeneti áramkört tartalmazó fájl nevének elejére. Egy *filter.scs* bemenet esetén *filter.ic* lesz a létrejövő fájl. Az inicializáló feltételeket tartalmazó fájl minden szimuláció után frissül, ez a *writefinal* = "%C : r.ic" kifejezés eredménye.



36. ábra. DC inicializáló feltétel esetén a kimenet

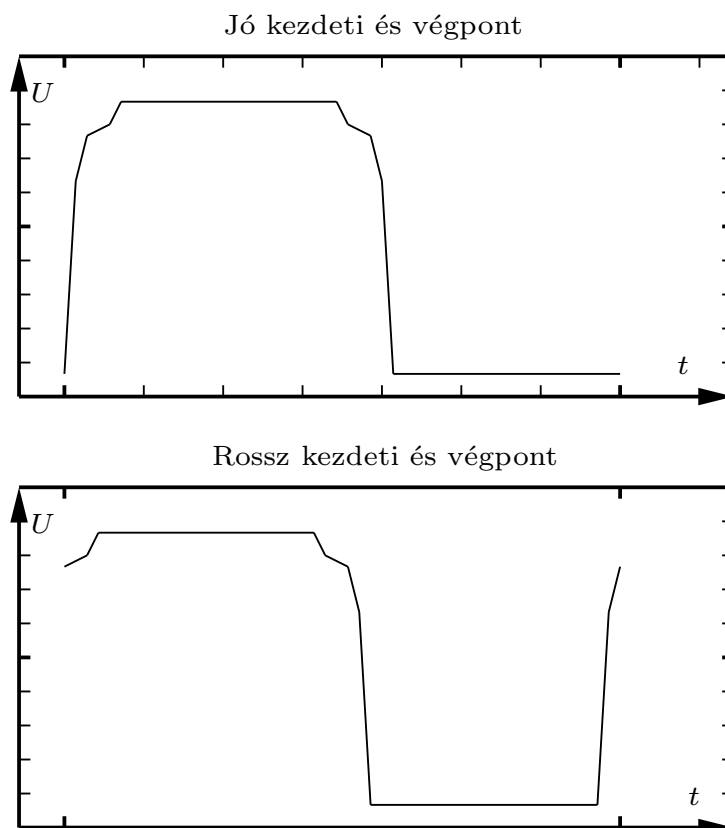
A PSS analízis hatékonyságának tökéletesítése érdekében, óvatosan kell megválasztani a szimulációs intervallumot az órajel fázisokhoz képest. A legjobb választás a szimulációs intervallum kezdeti és végpontjára az, ahol a jelek nem változnak hirtelen. Például a 36. ábrán a felső fázis esetén kevesebb iterálás és kevesebb idő kell a konvergens eredményhez, mint az alsó ábrán látható esetben.

A PSS analízis hívásakor megadtam a swapfile paramétert. Ez akkor praktikus, ha a szimulálandó áramkör nagyon nagy. A swapfile egy olyan ideiglenes fájl, amiben a Spectre a számítások közben azokat az adatokat tudja eltárolni, amikre éppen nincs szükség, így minden éppen feldolgozás alatt lévő adat a számítógép memóriájában lehet, ennek köszönhetően a szimuláció gyorsabban befejeződik.

4.3.2. PAC analízis

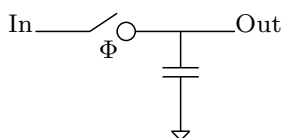
A PSS analízist követi a PAC⁶ analízis. Ez az analízis egy kis jelet ad a bemenetre, és ebből két kimeneti választ határoz meg. Az első kimenet a szűrő normál kimenete. A jel ennél a kimenetnél

⁶periodic AC



37. ábra. Lehetséges PSS analízis kezdő és végpontok

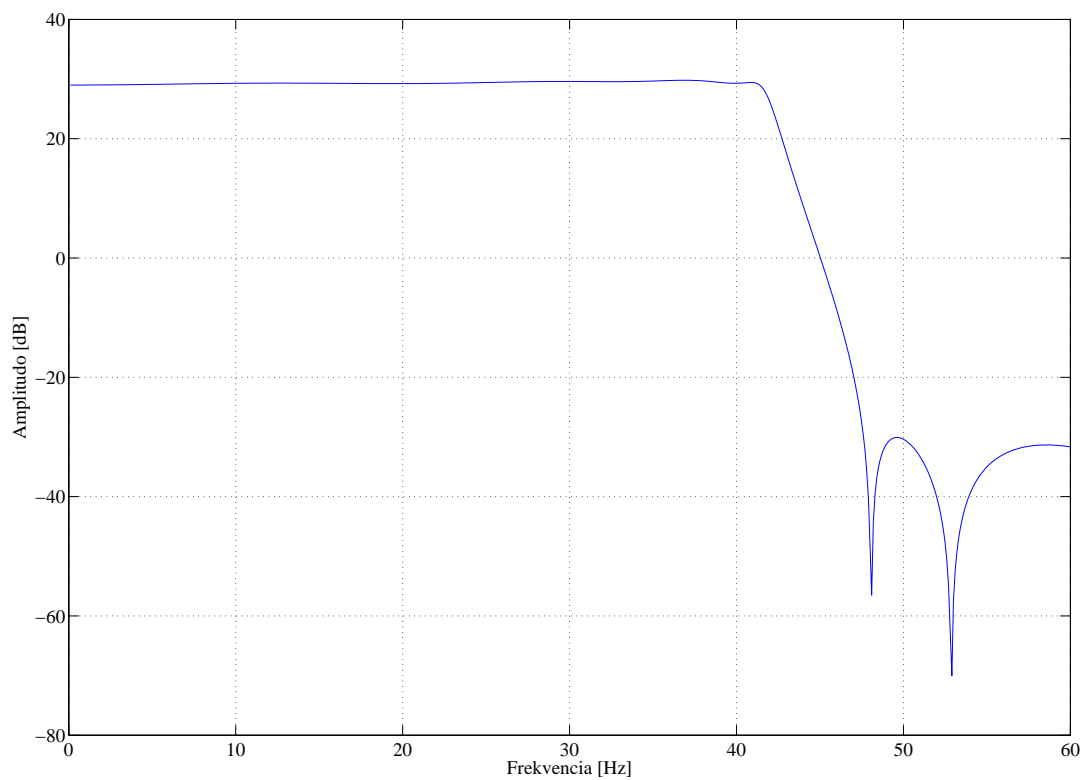
folytonos és különböző tökéletlenségeket mint pl glitcheket tartalmazhat. A kimenetben a szűrő mindkét fázisának kimenete benne van. Ez a kimenet akkor érdekes, ha a szűrőt egy folytonos idejű szűrő követi. A második kimenet az első kimenet, miután az áthaladt egy mintavevő-tartón. Ez azt az esetet modellezi le, amikor a szűrőt egy diszkrét idejű áramkör követi, mint például egy AD konverter. Ebben az esetben a normál kimenet legtöbb tökéletlenségét az ADC mintavevő jellegéből adódóan kiküszöböltük. Akkor fontos számításba venni az ADC mintavevő természetét, amikor arra van szükségünk, hogy megmérjük valamilyen órajeles analóg áramkör átviteli függvényét, mint a jelenlegi kapcsolt kapacitású szűrő esetében.



38. ábra. Egyszerű mintavevő tartó

Egy egyszerű mintavevő tartót kell készíteni és hozzáadni az áramkörhöz, hogy elő lehessen állítani a mintavett kimenetet[22]. Egy egyszerű mintavevő tartó kapcsolása látható a 38. ábrán. Ezt Verilog-A-ban valósítottam meg, és a Spectre támogatja, hogy ezt közvetlenül a netlistából meg lehessen hívni. A Verilog-A megvalósítás, valamint a netlista kiegészítések a mellékletben megtalálhatóak.

Ezzel a módszerrel egy nyolcad fokú kapcsolt kapacitású szűrő átvitelét egy pentium 4-es számítógép körülbelül 5 perc alatt határozza meg.



39. ábra. Az átviteli függvény

5. Összefoglalás

TDK dolgozatomban összefoglaltam a szükséges elméleti alapokat, amik elengedhetetlenek a kitűzött szűrőspecifikáció megvalósításához. Tervezési szempontok alapján összefoglaltam a kapcsolt kapacitású technika elméleti hátterét, és ezekből kiindulva két különböző topológiára leveztettem a kapcsolt kapacitású ekvivalensük tervezési módszerét. Kitértem a szimuláció kérdésére is, ahol több problémát sikerült megoldanom a rendelkezésemre álló infrastruktúra segítségével, és használható módszert sikerült kidolgoznom a kapcsolt kapacitású hálózatok szimulálására.

A tervezés során sajnos szembesülnöm kellett azzal, hogy ma az IC tervező szoftvergyártók erősen visszatartják a szoftvereik hatékony használatához szükséges dokumentációkat. Az egész tervezés során a legnehezebb feladatnak az bizonyult, hogy a tervezőrendszerek összetettebb paraméterezési lehetőségeit és a külső scriptekkel történő vezérlést az interneten fellelhető töredék kódrészletek segítségével kellett elsajátítani. Valószínűnek tartom, hogy a dolgozatomban ismertetett módszert használják is az iparban, ahol meg tudják vásárolni a szükséges dokumentációkat.

A dolgozatomban megtervezett szűrő layoutjának a tervezése az elkövetkezendő hetekben kezdődik el, és valószínűleg a jövő év első negyedében kerül legyártásra. A gyártás után mérésekkel és stressz-tesztekkel is megvizsgálom, hogy a legyártott szűrők közül melyik lesz a legelőnyösebb az implantátumban történő felhasználáshoz.

Köszönettel tartozok konzulensemnek, Horváth Gyulának, aki segített megtalálni a fő tervezési irányvonalat. Köszönöm Bognár György adjunktusnak a Spectre-vel és Tímár András doktorandusznak az ELDO-val kapcsolatos segítő tanácsokat. Végül köszönöm dr. Gärtner Péter adjunktus úrnak a hibakeresésben nyújtott segítségét.

Hivatkozások

- [1] AMS CMOS technology overview (MPW) Europractice. http://www.europractice-ic.com/technologies_AMS.php?tech_id=cmos.
- [2] Cadence Inc. *Virtuoso© SpectreRF Simulation Option User Guide*. 2004. június.
- [3] Wai-Kai Chen: *The Circuits And Filters Handbook Second Edition*. 2003, CRC Press.
- [4] J. Silva-Martinez, E. Sanchez-Sinencio: Biquadratic SC filters with small GB effects. 1984. október., *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 876–884. p.
- [5] Dr. Kovács F. Ferenc: *Az informatika VLSI áramkörei*. 2004, Pázmány Egyetem Elektronikus Kiadó.
- [6] G. Fischer – G. S. Moschytz: High-Q SC biquad with a minimum capacitor spread. 1982. december. 18. sz., *Electronics Letters*, 1087–1089. p.
- [7] David J. Allstot Gordon M. Jacobs: Design techniques for MOS switched capacitor ladder filters. 1978. december. CAS-25. sz., *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1014–1021. p.
- [8] Fodor György: *Hálózatok és rendszerek*. 2006, Műegyetemi kiadó.
- [9] Zoltai József, Hainzmann János, Varga Sándor: *Elektronikus áramkörök*. 2000, Nemzeti Tankönyvkiadó.
- [10] G. M. Jacobs: Practical design considerations for MOS switched capacitor ladder filter. 1977. UCB/ERL-M77/69. sz., *Memorandum*. University of California, Berkley.
- [11] Kerry Lacanette: A basic introduction to filters - active, passive and switched capacitor. 779. Application Note, 1991. április, National Semiconductor.
- [12] Ken Martin: Improved circuits for the realiyation of switched-capacitor filters. 1980. április., *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 237–244. p.
- [13] Mentor Graphics. *ELDO© User's Manual*. 2006.
- [14] Mentor Graphics. *EZwave© User's Manual*. 2006.
- [15] András Tímár, Márta Rencz: Design issues of a low frequency low-pass filter for medical applications using CMOS technology. 2007. április., *The 10th IEEE Workshop on Design and Diagnostics of Electronic Circuits and Systems*.
- [16] Edgar Sánchez-Sinencio, Phillip E. Allen: *Switched Capacitor Circuits*. 1984, Van Nostrand Reinhold Company.
- [17] M.N.S. Swam,y P.V. Ananda Mohan, V. Ramachandran: *Switched Capacitor Filters*. 1995, Prentice Hall.

-
- [18] Kenneth R. Laker, Rolf Schaumann, Mohammed S. Ghausi: *Design of analog Filters*. 1990, Prentice Hall.
- [19] Pánczél Sándor: Kapcsolt kapacitású szűrő tervezése orvosbiológiai alkalmazásokhoz, Diplomamunka, 2007.
- [20] Switcap. <http://www.cisl.columbia.edu/projects/switcap>.
- [21] Yannis Tsvividis: Principles of operation and analysis of switched-capacitor circuits. 1983. augusztus. 71. sz., *Proceedings of IEEE*, 926–940. p.
- [22] Rolf Unbehauen: *MOS Switched-Capacitor and Continuous-Time Integrated Circuits and Systems*. 1989, Springer-Verlag.
- [23] W. Harvey Holmes, W. E. Heinlein: *Active Filters for Integrated Circuits*. 1974, Prentice Hall.

Ábrák jegyzéke

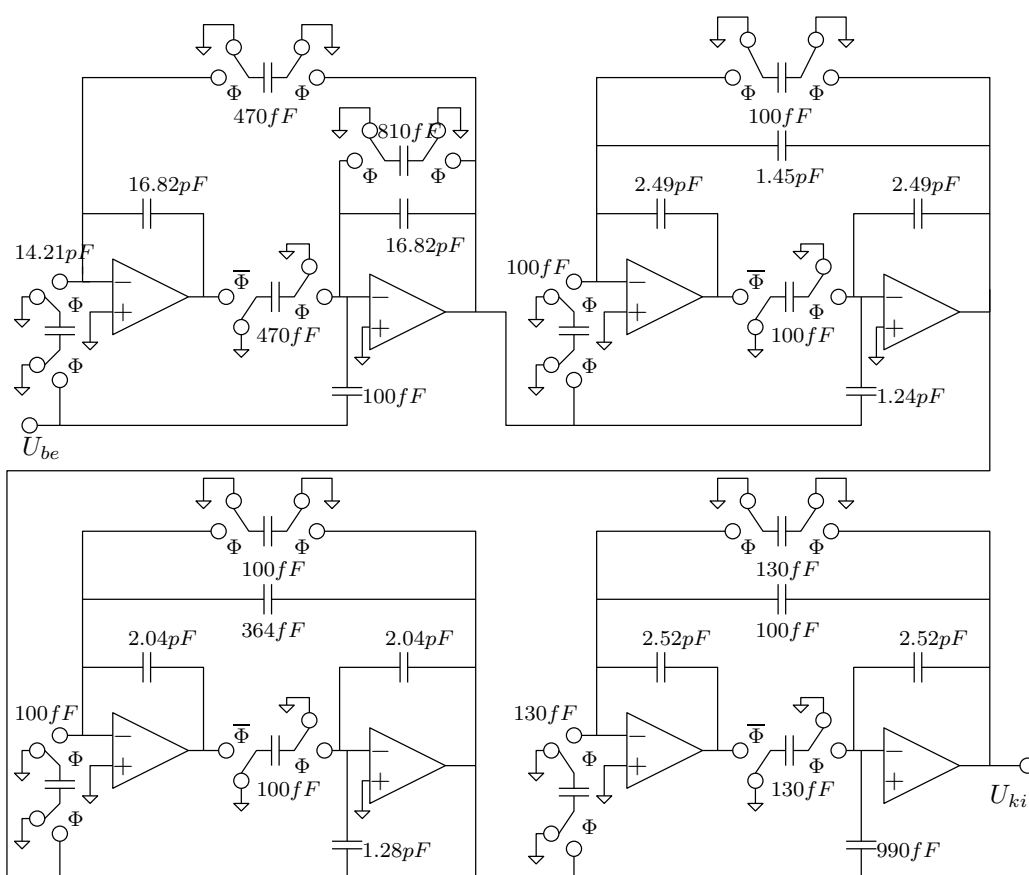
1.	Egy sávszűrő a) kapcsolása b) pólus-zérus elrendezése c) amplitúdódiagramja . . .	4
2.	a) aluláteresztő b) felüláteresztő c) sáváteresztő d) sávzáró e) mindent áteresztő karakterisztika	5
3.	Egy aluláteresztő szűrő toleranciasémája	7
4.	Különböző rendű Butterworth szűrők átvitele és tranziens válasza	8
5.	Az áteresztő tartományban megegyező specifikációjú azonos fokszámú Butterworth és Csebisev referens aluláteresztők összehasonlítása	9
6.	Csebisev szűrők ingadozása és tranziens válasza	9
7.	Elliptikus sávszűrő átvitele és fázisdiagramja	10
8.	Elliptikus típusú referens aluláteresztő Bode-diagramja[9]	11
9.	A rezgőkondenzátorral megvalósított ekvivalens ellenállás	12
10.	Veszteséges invertáló integrátor	13
11.	Az integrátor ekvivalens a) Φ_1 b) Φ_2 magas értékére	14
12.	a) Alapsávi spektrum b) Helytelen mintavételezés c) Helyes mintavételezés	16
13.	Egy általános kapcsolt kapacitású rendszer elméleti blokkdiagramja	17
14.	A mintavett rendszer kimeneti spektruma a helyreállító szűrő előtt	18
15.	Leképezés az s -tartományból a z -tartományba	18
16.	Nemlineáris leképezés ω és ω_f között	20
17.	Sallen-Key alaptag	22
18.	Egyszerű létrakapcsolású LC szűrő	23
19.	Elliptikus referens aluláteresztő passzív LC megvalósítása	24
20.	Tow-Thomas biquad kapcsolás	24
21.	Hagyományos RC integrátor	25
22.	a) egyszerű b) differenciális bemenetű kapcsolt kapacitású integrátor	26
23.	Ötödfokú, csak pólusokból álló aluláteresztő LC szűrő	26
24.	A jelfolyam diagramja az ötödfokú csak pólusokból álló létrahálózatnak	27
25.	Az ötöd rendű csak pólusokból álló aluláteresztő szűrő kapcsolt kapacitású változata	28
26.	Harmad rendű elliptikus aluláteresztő szűrő	29
27.	A harmad rendű elliptikus aluláteresztő szűrővel ekvivalens kapcsolás	29
28.	A harmad rendű elliptikus aluláteresztő szűrő jelfolyam gráfja	30
29.	Kapcsolt kapacitású integrátor/összeadó	30
30.	Harmad rendű elliptikus kapcsolt kapacitású aluláteresztő szűrő	31

31.	Tow-Thomas biquad	31
32.	Átalakított Tow-Thomas biquad	32
33.	Négytranzisztoros kapcsolt kapacitás, amely a) pozitív b) negatív ellenállást valósít meg	33
34.	Kapcsolt kapacitású biquad	33
35.	AC és tranziens analízisból meghatározott átvitel	35
36.	DC inicializáló feltétel esetén a kimenet	37
37.	Lehetséges PSS analízis kezdő és végpontok	38
38.	Egyszerű mintavevő tartó	38
39.	Az átviteli függvény	39
40.	Nyolcad rendű Cauer biquad	45
41.	Nyolcad rendű Cauer létrahálózat	46
42.	Tizenkettő rendű Csebisev biquad	47
43.	Tizenkettő rendű Csebisev létrahálózat	48

A. Melléklet

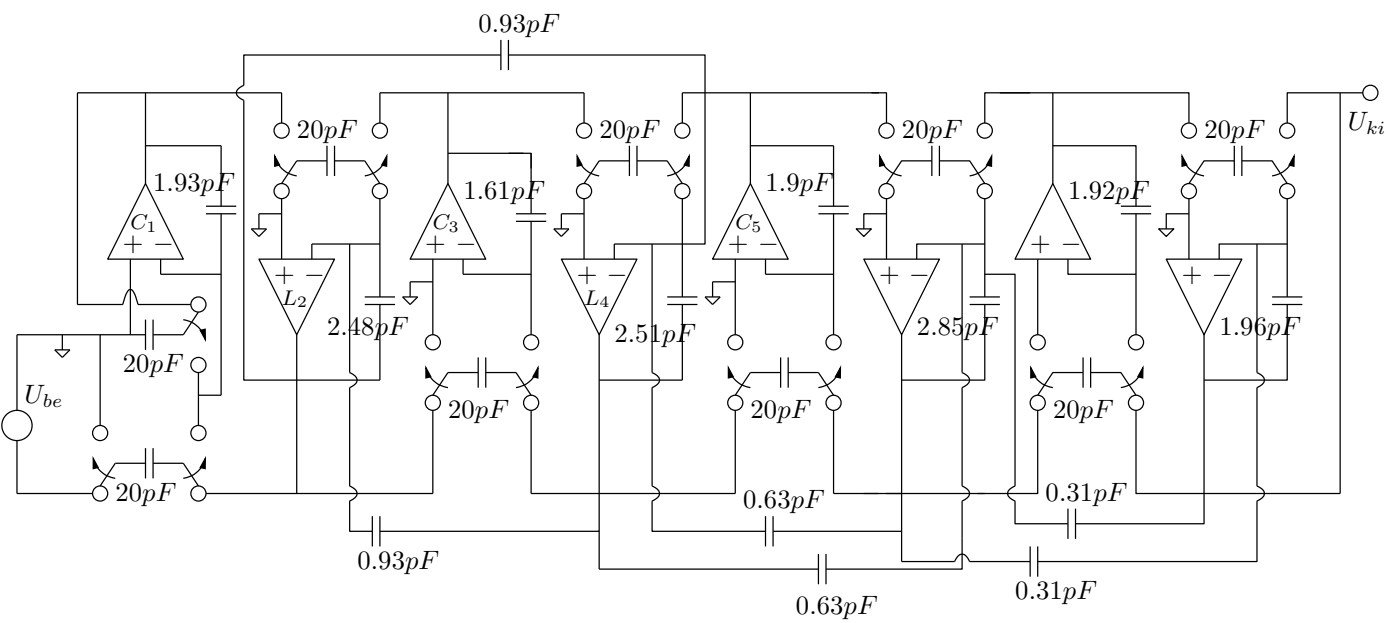
A.1. A nyolcad rendű Cauer szűrő kapcsolásai

A.1.1. Biquad



40. ábra. Nyolcad rendű Cauer biquad

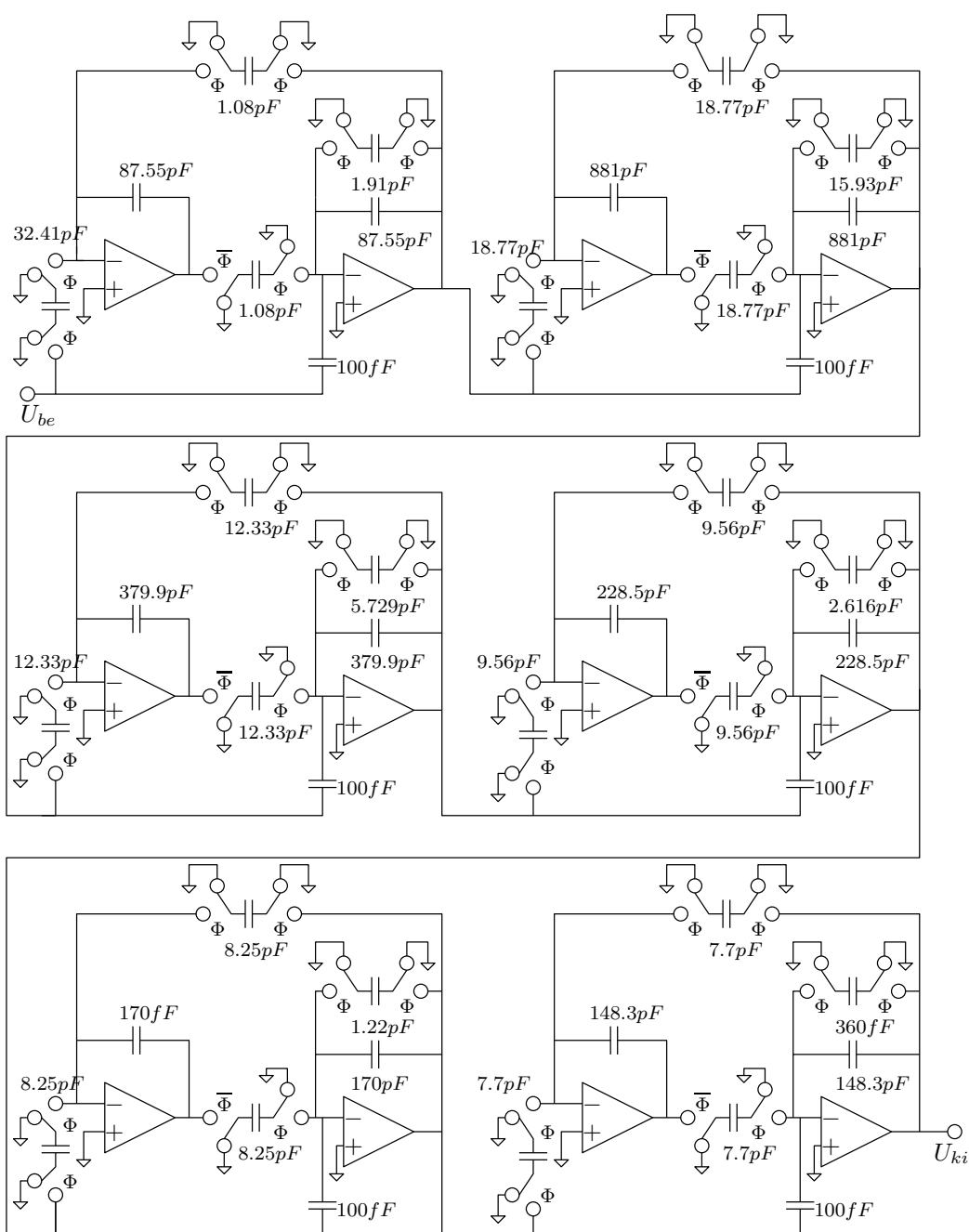
A.1.2. Létrahálózatos



41. ábra. Nyolcad rendű Cauer létrahálózat

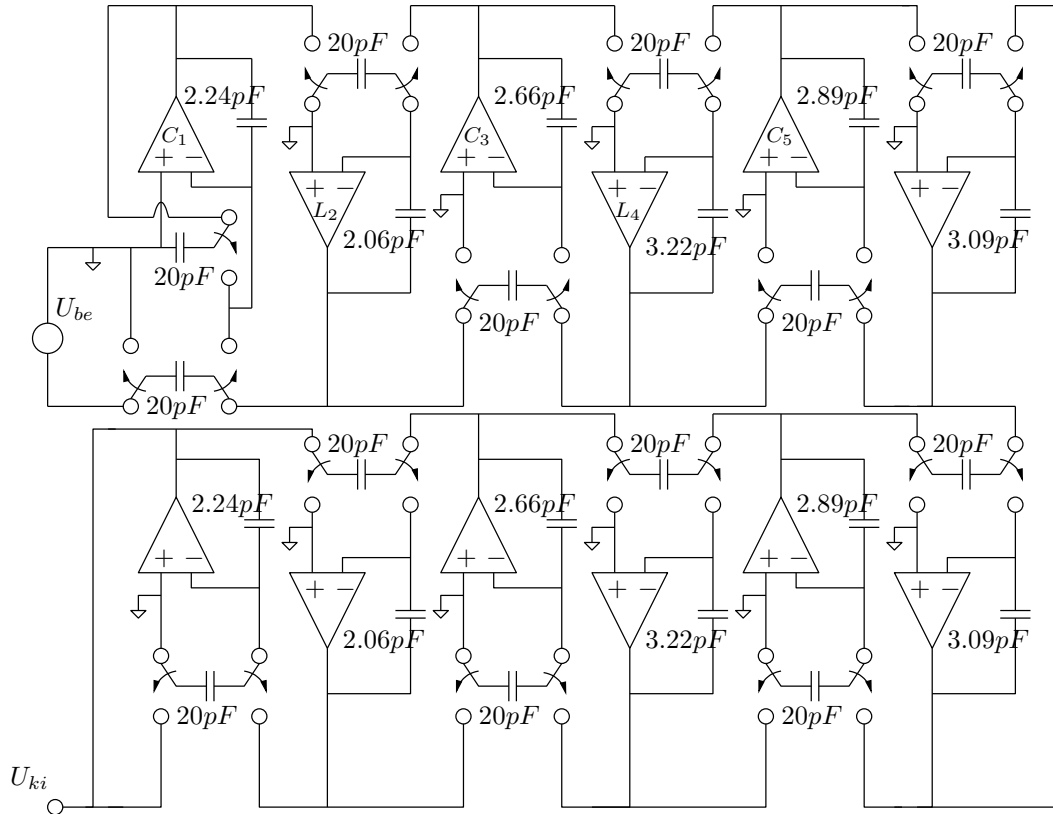
A.2. A tizenketted rendű Csebisev szűrő kapcsolásai

A.2.1. Biquad



42. ábra. Tizenketted rendű Csebisev biquad

A.2.2. Létrahálózatos



43. ábra. Tizenketted rendű Csebisev létrahálózat

A.3. Az ELDO-t és EZWave-et vezérlő scriptek

A vezérlő script:

```
#!/bin/bash

for i in `seq $1 $2`;
do
echo "Itt tartok: $i";
sed s/freki/$i/g sch.cir > sch$i.cir;
./run_mentorenv /soft/mentor/advance/bin/eldo sch$i.cir ;
rm sch$i.chi ;
rm sch$i.errm.log ;
rm sch$i.id ;
rm sch$i.swd ;
rm sch$i.cir ;
sed s/ggg/sch$i/g fft.tcl > ffttmp1$i.tcl;
sed s/sss/sch$i/g ffttmp1$i.tcl > ffttmp2$i.tcl ;
sed s/hhh/sch$i/g ffttmp2$i.tcl > ffttmp3$i.tcl ;
sed s/kkk/$i-1/g ffttmp3$i.tcl > ffttmp4$i.tcl ;
sed s/vvv/$i+1/g ffttmp4$i.tcl > ffttmp5$i.tcl ;
sed s/fff/$i/g ffttmp5$i.tcl > fft$i.tcl ;
rm ffttmp1$i.tcl ;
rm ffttmp2$i.tcl ;
rm ffttmp3$i.tcl ;
rm ffttmp4$i.tcl ;
rm ffttmp5$i.tcl ;
./run_mentorenv /soft/mentor/advance/bin/ezwave -NOSplash -NOWindow -do fft$i.tcl ;
rm sch$i.wdb ;
rm fft$i.tcl ;
done
```

A Fourier transzformáló TCL script:

```
dataset open sss.wdb

set FFT_V_OUT [wfc {fft(wf("<hhh/TRAN>V(OUT)"))}]
set MAXDB [evalExpression {mmm=(max(db(wf("<calc>wf0")),((kkk)/10),((vvv)/10))}]
set fileout [open txt/ggg.txt w+]
puts $fileout [format "fff,%4.4f" [evalExpression {mmm}] ]
close $fileout
exit
```

Az eredményeket összefűző script:

```
#!/bin/bash
for i in `seq $1 $2`;
do
echo "Itt tartok: $i";
cat txt/sch$i.txt >> actran.csv ;
done
```

A.4. Mintavevő-tartó Verilog-A megvalósítása

```
`include "discipline.h"
`include "constants.h"

module mt (Pout, Nout, Pin, Nin);

input Pin, Nin;
output Pout, Nout;
electrical Pin, Nin, Pout, Nout;
parameter real period=1 from (0:inf);
parameter real tdelay=0 from [0:inf);
parameter real aperture=period/100 from (0:period/2);
parameter real tc=aperture/10 from (0:aperture);

integer n;
real tstart, tstop;
electrical hold;

    analog begin

// A pont ahol az ablak kezdodik;
n = ($abstime - tdelay + aperture) / period + 0.5;
tstart = n*period + tdelay - aperture;
@(timer(tstart));

// A pont ahol az ablak vegzodik;
n = ($abstime - tdelay) / period + 0.0;
tstop = n*period + tdelay;
@(timer(tstop));

// 1 Ohm soros ellenallasu kapcsoló megvalositasa
if (($abstime > tstop - aperture) && ($abstime <= tstop))
    I(hold) <+ V(hold) - V(Pin, Nin);
else
    I(hold) <+ 1.0e-12 * V(hold);
```

```
// tc kapacitasu kapacitas megvalositasa
I(hold) <+ tc * ddt(V(hold));

// Buffer output
V(Pout, Nout) <+ V(hold);

// Vezerlo idosztat
if (($abstime >= tstop - aperture) && ($abstime < tstop)) begin
    $bound_step(tc);
end else begin
    $bound_step(period/5);
end
    end
endmodule
```

A.5. Netlist kiegészítések a periodikus kisjelű analízishez

```
simulator lang = spectre

// Mintavevo-tarto Verilog-A kod betoltese
ahdl\_include "mt.va"
MT (sout gnd out gnd) sh period=PERIOD tdelay=TDELAY aperture=APERTURE tc=TC

// PSS analizis (periodikus munkapont meghatarozasa)
clockAlone pss fund=CLOCK\_FREQ saveinit=yes maxacfreq=MAXFREQ \
writefinal="\%C:r.ic" tstab=TSTAB swapfile="swap"

// Atviteli fuggveny merese
TFin pac stop=STOP lin=LIN
```

A netlist elején természetesen definiálni kell a `#define` segítségével a változókat.